



بخش پنجم:

روش های کنترل موتورهای براساس AC یا PMSM

- مقدمه
- کنترل اسکالر (V/f ثابت) موتور PMSM
- کنترل برداری (FOC) موتور PMSM
- رویکردهای مختلف کنترلی در روش کنترل برداری موتور PMSM
- کنترل موتور PMSM به روش کاهش شار (Field Weakening)
- روش کنترل مستقیم گشتاور (DTC) موتور PMSM
- کنترل پیش بین مدل (MPC) موتور PMSM



✓ موتورهای براشلس AC یا PMSM در دسته موتورهای AC سنکرون قرار دارند.

✓ این موتورها به دلیل ایجاد گشتاور نرم، چگالی گشتاور و توان بالا، بهره زیاد و ساختار ساده آن، در بسیاری از کاربردهای high performance و همچنین اخیراً در بخش لوازم مصرفی (mass production) نظیر خانگی بکار گرفته شده اند.

✓ برای کنترل این موتورها چه در کاربردهای سرعت ثابت و چه در کاربردهای سرعت متغیر حتماً نیاز به درایو الکتریکی (اینورتر) هست.

✓ روش های متداول و صنعتی کنترل موتورهای PMSM:

○ کنترل اسکالر (V/f ثابت)

○ کنترل برداری (FOC)

✓ سایر روش های پیشرفته تر یا جدید کنترل موتورهای PMSM:

○ کنترل مستقیم گشتاور (DTC)

○ کنترل پیش بین مدل (MPC)

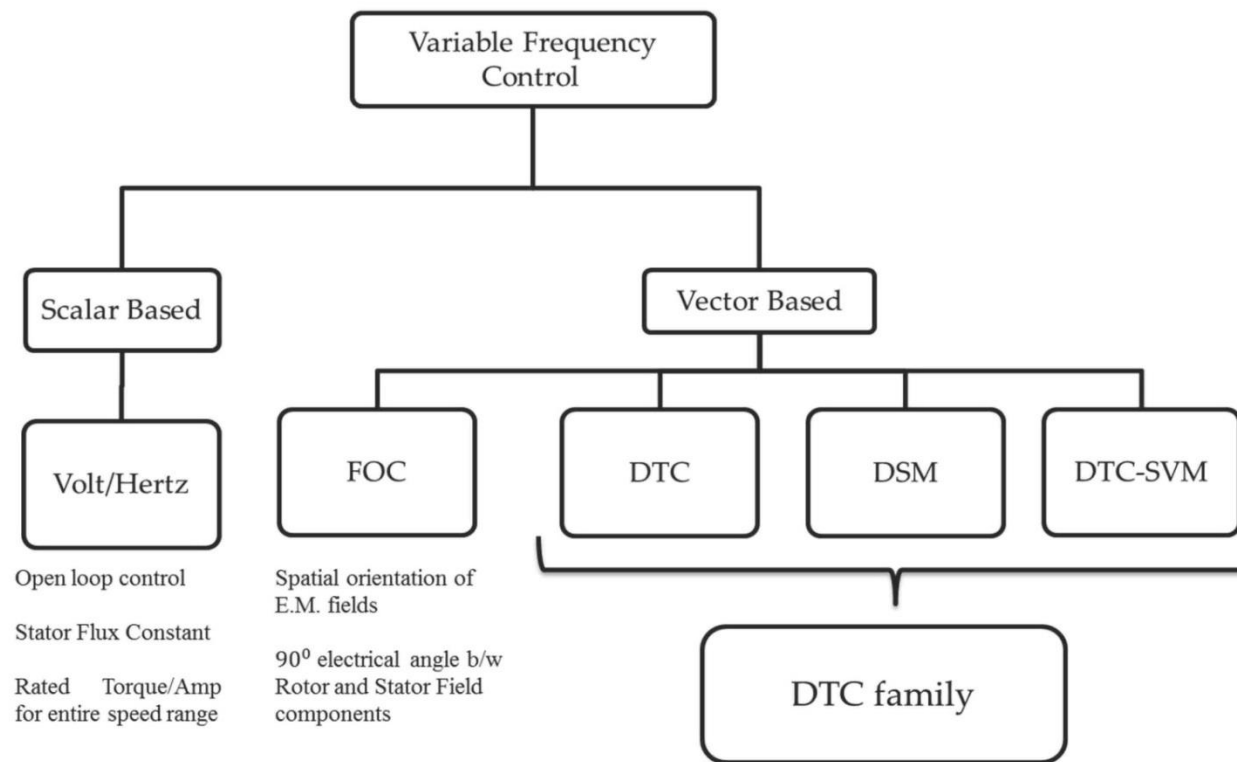
○ کنترل مود لغزشی (SMC)

○ کنترل مستقیم توان (DPC)

✓ در این بخش، برخی از روش های فوق مورد بررسی قرار می گیرند و البته روش کنترل برداری به عنوان مهمترین روش بطور مفصل تر مورد بررسی قرار می گیرد.



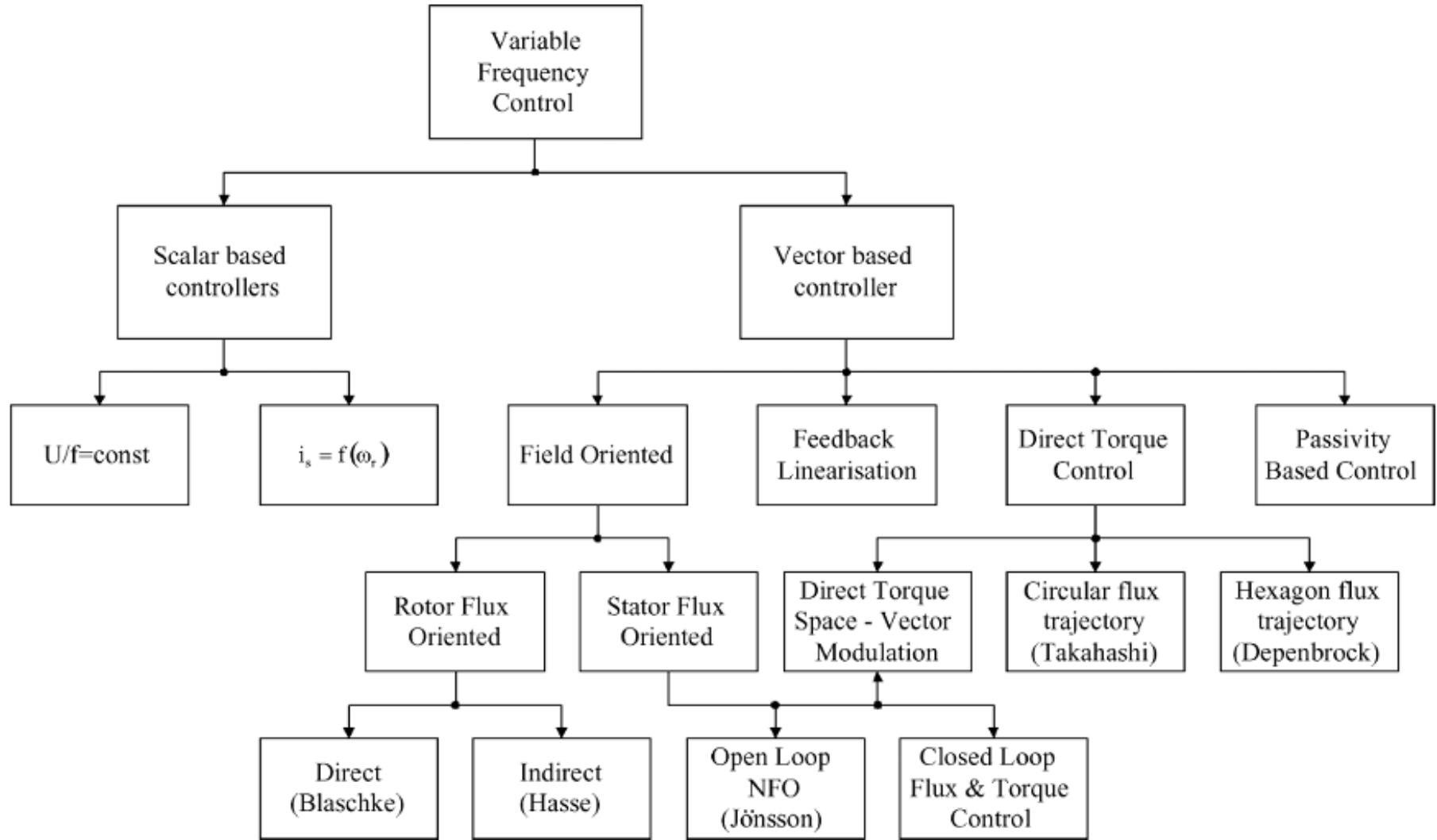
✓ این موتورها، به دلیل داشتن عملکرد مناسب و راندمان بالا گران هستند و طبعا روشهای کنترل سرعت آنها نیز نباید عملکرد و راندمان کلی درایو را آنچنان پائین بیاورد. لذا همیشه از روشهای بر مبنای تغییر فرکانس - ولتاژ استفاده می گردد.



دسته بندی انواع روشهای متداول کنترل سرعت موتور PMSM (سینوسی)

✓ موتورهای سنکرون آهنربای دائمی که دارای ولتاژ ضدمحرکه سینوسی نیستند، باید از روشهای خاص استفاده نمود که در بخش های بعد به برخی از آنها اشاره خواهد گردید.





دسته بندی کلی تر انواع روشهای کنترل سرعت موتورهای الکتریکی





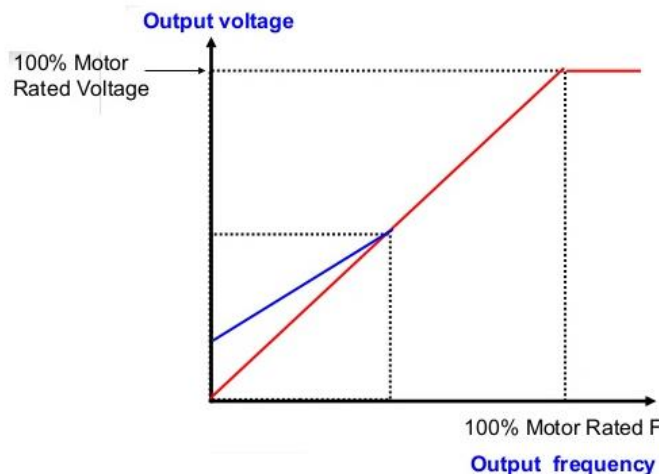
□ کنترل اسکالر موتور PMSM

➤ کنترل اسکالر حلقه باز

✓ ساده‌ترین روش کنترل موتورهای PMSM روش کنترل اسکالر (نسبت ولت بر هرتز ثابت $V/f=cte$) است.

✓ تئوری روش کنترل V/f :

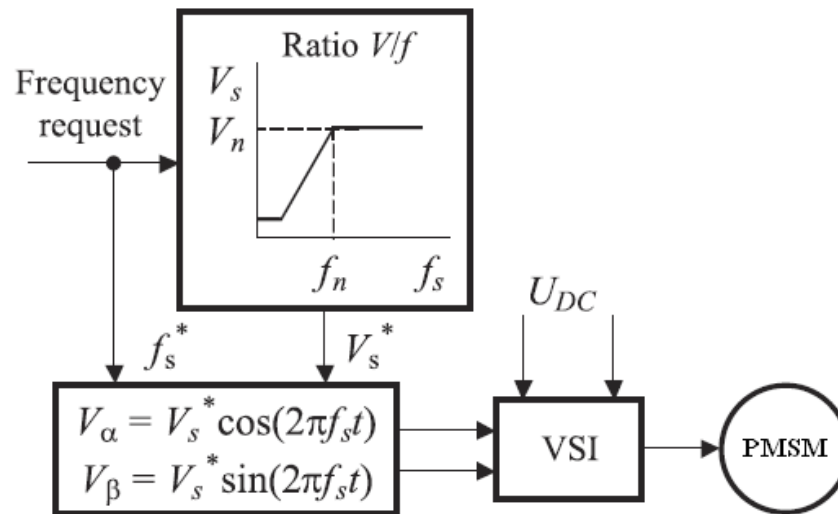
از آنجائیکه سرعت موتور PMSM مستقیماً و بدون لغزش با فرکانس تغذیه متناسب است، لذا با تغییر فرکانس تغذیه، سرعت موتور نیز تغییر می‌نماید. از طرفی دیگر ولتاژ القایی E در فاصله هوایی متناسب با حاصلضرب فرکانس و شار فاصله هوایی است و اگر از افت ولتاژ استاتور صرف‌نظر شود، ولتاژ ورودی را می‌توان متناسب با حاصلضرب شار و فرکانس در نظر گرفت. لذا اگر فرکانس سنکرون بدون هیچ تغییری در ولتاژ تغذیه کاهش یابد، شار فاصله هوایی افزایش یافته و باعث اشباع و در نتیجه افزایش تلفات، ایجاد هارمونیک در شکل موج جریان و افزایش نویز صوتی می‌شود. لذا در روش کنترل اسکالر، مقادیر ولتاژ و فرکانس با یک نسبت تغییر می‌کنند (منحنی قرمز رنگ).



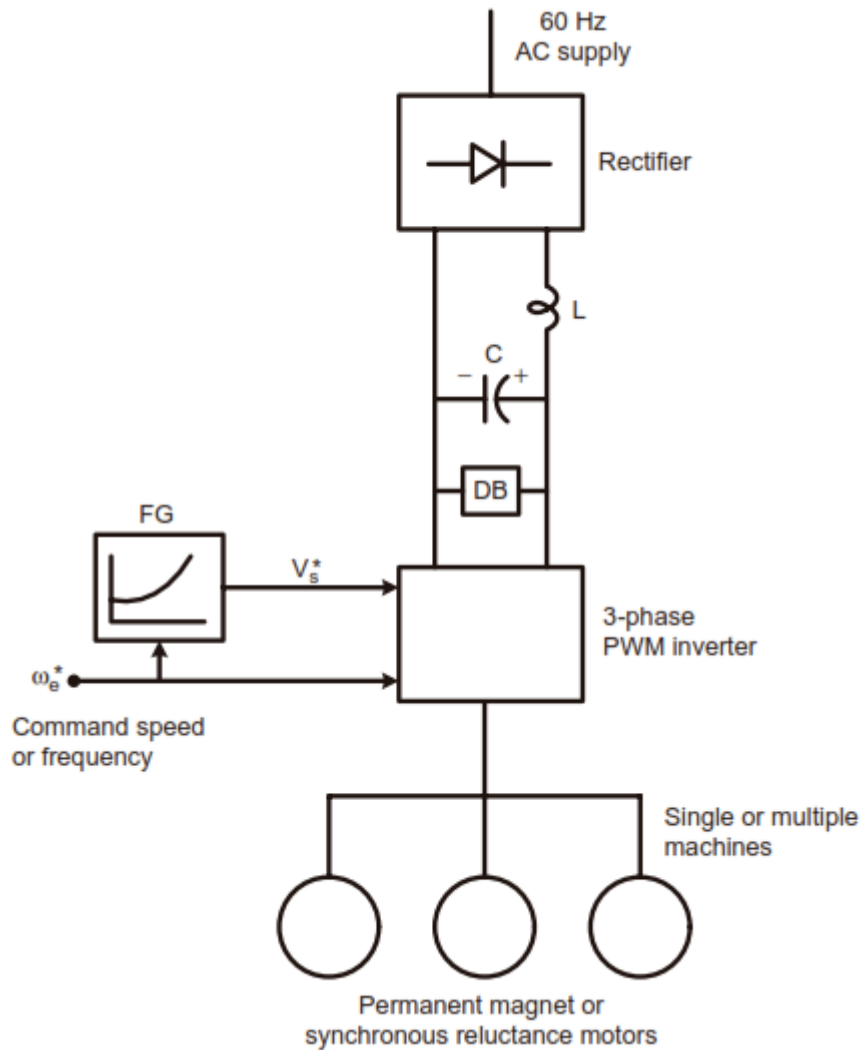
منحنی تغییرات ولتاژ-فرکانس در روش کنترل V/f حلقه باز موتورهای AC



- ✓ به دلیل سنکرون بودن موتور PMSM، حتی با تغییرات بار نیز سرعت موتور با ثابت بودن فرکانس تغذیه ثابت می ماند.
- ✓ لذا برخلاف موتورهای القایی که تغییر گشتاور بار سبب تغییر سرعت روتور می شود، در موتور PMSM چنین اتفاقی نمی افتد و در کاربردهای معمول، نیازی به سیستم کنترل حلقه بسته این موتورها نیست.
- ✓ به عبارت دیگر اگر سرعت پاسخ دینامیکی مدنظر نباشد، با تغییر مناسب فرکانس می توانیم به سرعت دلخواه دست یابیم علیرغم آنکه گشتاور بار تغییر نکند یا نه.
- ✓ در صورتیکه سرعت پاسخ دینامیکی اهمیت داشته باشد، کنترل V/f حلقه بسته بکار می رود.



بلوک دیاگرام کلی سیستم کنترل V/f حلقه باز موتور PMSM



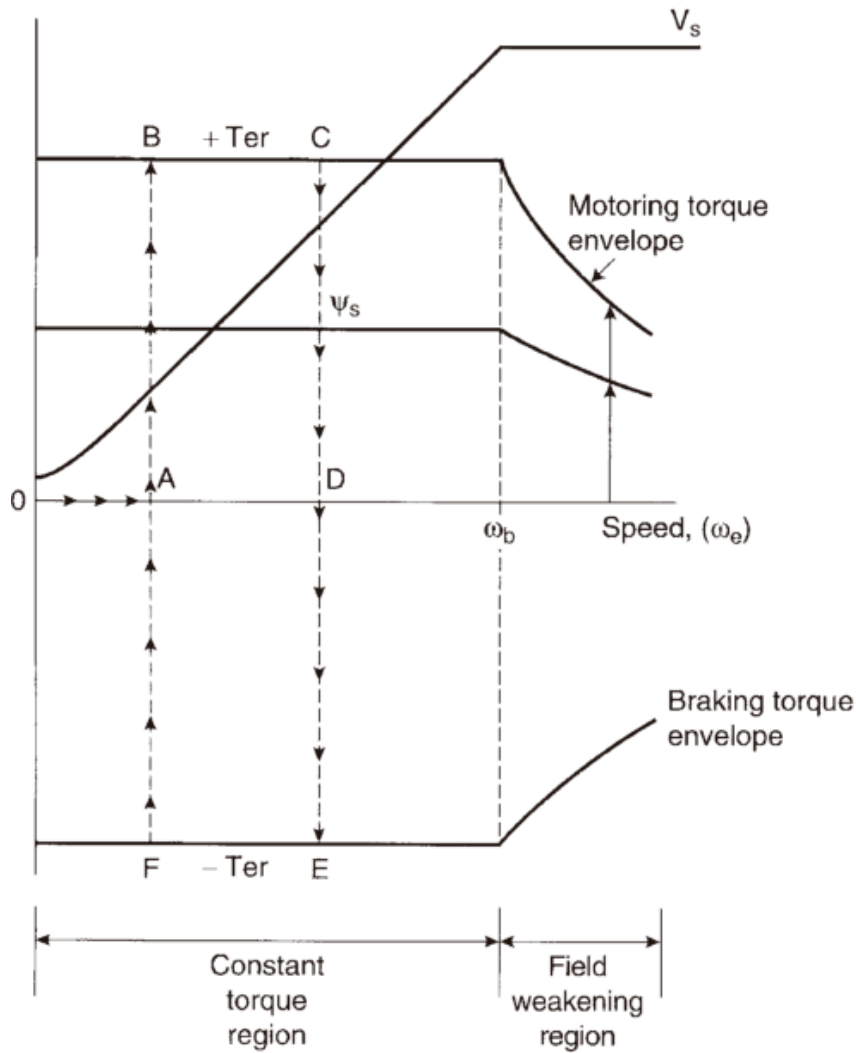
✓ می توان چندین موتور PMSM یا سنکرون را که حتی تحت گشتاور بارهای مختلفی هستند توسط یک اینورتر و بصورت حلقه باز کنترل نمود.

✓ مثال آن: زنجیره های غنی سازی یا کانویرها یا کارخانجات نساجی و خطوط تولید پیوسته

✓ توجه شود که به هیچ وجه نمی توان چندین موتور القایی را با یک اینورتر تغذیه نمود. زیرا با توجه به گشتاور بار ممکن است هر کدام در یک سرعتی بچرخند.

تغذیه همزمان چند موتور PMSM از یک اینورتر فرکانسی



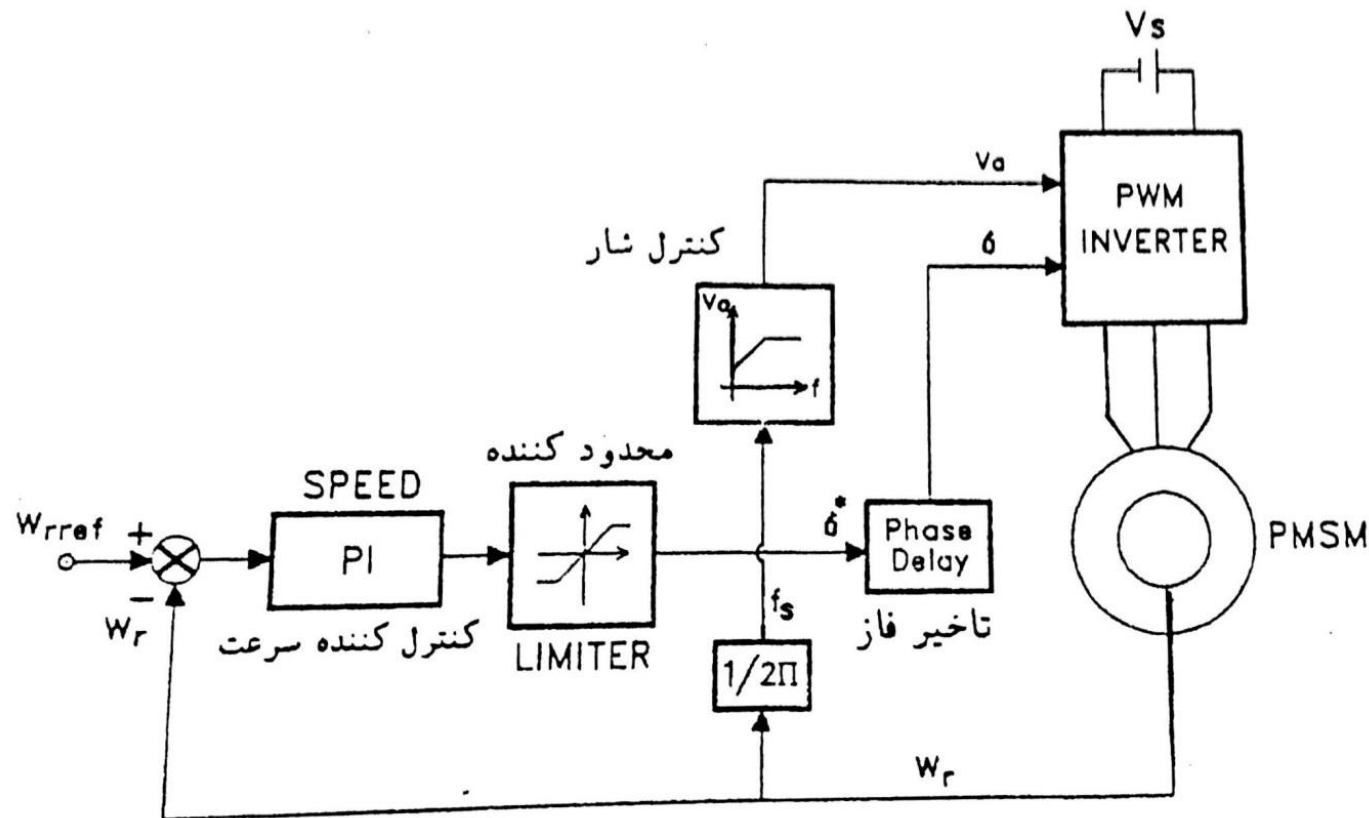


✓ تحت روش V/f ثابت، موتور تا سرعت نامی، گشتاور نامی می تواند بدهد. اما بعد از آن گشتاور موتور باید کاهش پیدا کند. لذا بار هم باید طوری باشد تا در سرعت های بالاتر از سرعت نامی، گشتاوری کمتر از مقدار نامی بخواهد.



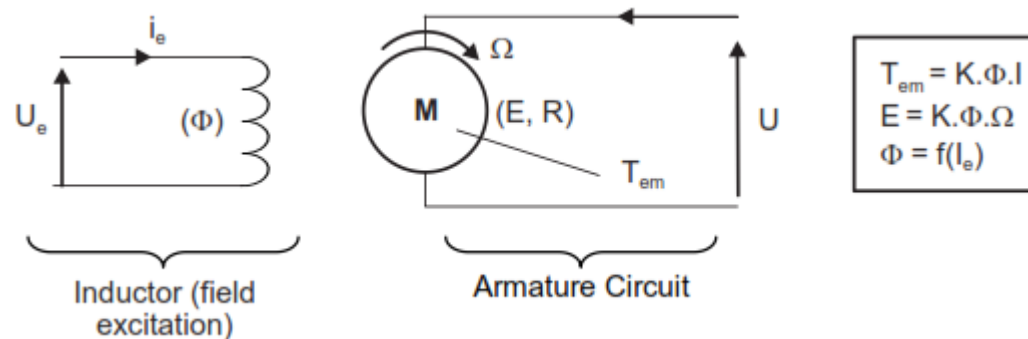
تغییرات ولتاژ، شار، گشتاور موتور PMSM در روش V/f ثابت

✓ برای رفع مشکلات روش حلقه باز و همچنین بهبود پاسخ دینامیکی، می توان از آرایش کنترل حلقه بسته در روش کنترل اسکالر موتور PMSM استفاده نمود.

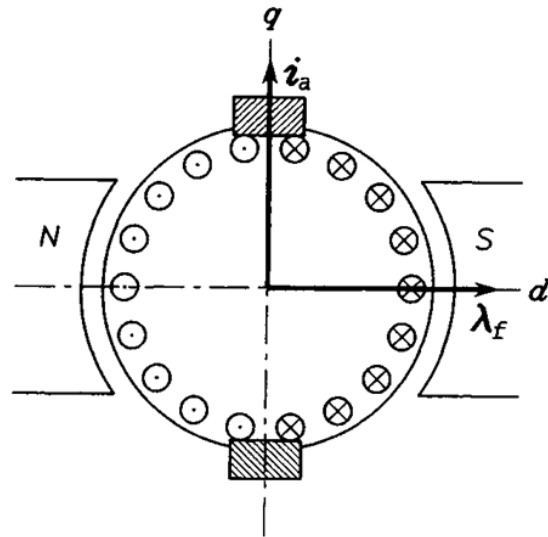


کنترل اسکالر حلقه بسته موتور PMSM

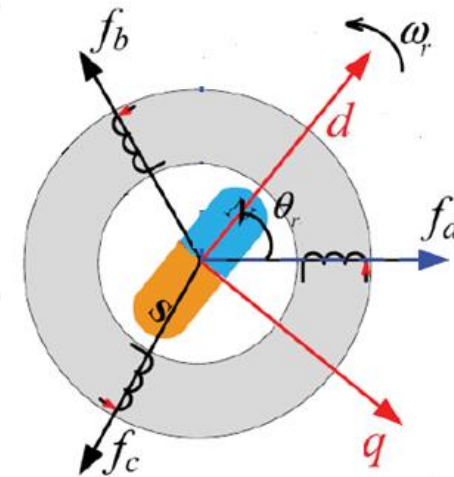
- ✓ در روش کنترل اسکالر، با ثابت نگه داشتن نسبت ولتاژ و فرکانس، سعی بر تثبیت اندازه شار است.
- ✓ اما در روش کنترل برداری، هم اندازه و هم جهت بردار شار ثابت نگه داشته می شود.
- ✓ ایده اساسی در روش کنترل با جهت دهی میدان (FOC) (که به کنترل برداری نیز معروف است) توسط آقای بلاشکه در دهه ۷۰ میلادی مطرح شد، کنترل موتور AC در دستگاه دو محوری dq به نحوی که رفتار کنترلی موتور AC مانند روش کنترل معمول در موتورهای DC بدست آید.
- ✓ در موتور DC با تنظیم جریان مدار تحریک، شار در مقدار دلخواه تثبیت می شود و با تنظیم جریان آرمیچر، گشتاور برابر مقدار دلخواه قرار داده می شود.
- ✓ در روش کنترل برداری، گشتاور و شار موتور را همانند موتور DC بطور مستقل از یکدیگر کنترل می کنند.
- ✓ ممکن است این سؤال مطرح شود که در موتور القایی یا سنکرون، یک منبع توان (استاتور) که بیشتر نداریم. جواب این است که در واقع یک منبع سه فاز (V_{as} , V_{bs} , V_{cs}) داریم که می توان آنها را به دو منبع مستقل (V_{ds} , V_{qs}) از هم تبدیل نمود و از هر کدام از این دو منبع مستقل برای کنترل مستقل شار و گشتاور بهره برد.



- ✓ مطابق شکل (الف) در یک موتور DC، بردار شار تحریک بر بردار شار آرمیچر همواره عمود است.
- ✓ جهت هر دو میدان همواره ثابت است و این ویژگی به دلیل DC بودن جریان تحریک برای میدان تحریک و همچنین عملکرد کموتورها برای مدار آرمیچر است.
- ✓ می توان میدان تحریک را در راستای افقی (محور d) در نظر گرفت و میدان آرمیچر را در راستای عمود آن (محور q)
- ✓ همچنین شار آرمیچر هیچگاه شار تحریک را تضعیف نمی کند (با صرف نظر از عکس العمل آرمیچر).
- ✓ از طرفی مطابق شکل (ب) در یک موتور PMSM، شار میدان تحریک (PM روتور) همواره منطبق بر محور d است. با روش کنترل برداری می خواهیم کاری کنیم که میدان ناشی از آرمیچر موتور PMSM همواره بر محور d عمود باشد. به عبارت دیگر، باید میدان ناشی از آرمیچر تنها در راستای q باشد و میدان آرمیچر در راستای محور d مولفه ای نداشته باشد.



(الف) بردار شار تحریک و بردار میدان ناشی از آرمیچر در موتور DC

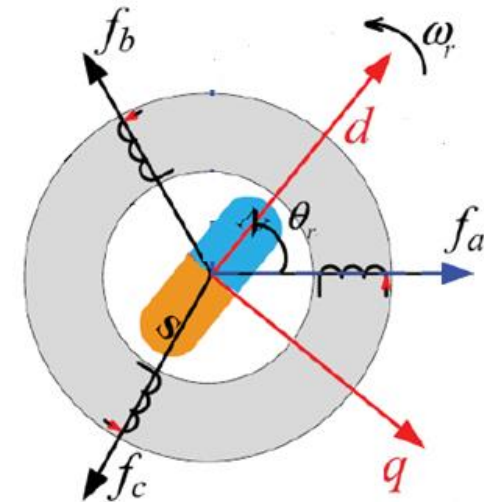


(ب) بردار شار در موتور PMSM

- ✓ جهت کنترل برداری موتور PMSM، برای آنکه میدان ناشی از عکس العمل آرمیچر (یعنی میدان ایجاد شده توسط آرمیچر) بر میدان ناشی از آهنربای دائم روتور تاثیری نداشته باشد، مولفه d جریان استاتور را صفر نموده و فقط مولفه q آنرا کنترل می کنیم.
- ✓ در صورت عدم نیاز به کاهش شار تولید شده توسط PM (که برای سرعتهای بالای سرعت نامی ضروریست)، مولفه تولید شار جریان استاتور یعنی i_{ds} باید صفر شود تا گشتاور کاهش نیابد. لذا از سرعت صفر تا سرعت نامی موتور، مقدار مرجع آن برابر با صفر قرار داده می شود.
- ✓ طبق رابطه گشتاور زیر نیز، در کنترل برداری موتور PMSM، چون $L_d < L_q$ است، وجود مقدار غیر صفر برای i_{ds} گشتاور را کاهش می دهد.

$$T_{em} = \frac{3P}{4} \left[\lambda_m i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} \right] \quad (1)$$

سؤال: برای موتور PMSM با رلوکتانس ثابت که $L_d = L_q$ است، و بخش گشتاور رلوکتانسی در معادله گشتاور فوق وجود ندارد، آیا لزومی به صفر کردن i_{ds} است؟





✓ در ناحیه گشتاور ثابت، با صفر قرار دادن جریان مرجع استاتور در راستای محور d و استفاده از کنترلر مناسب، i_{ds} صفر خواهد شد و در نتیجه خواهیم داشت:

$$T_{em} = \frac{3P}{4} \lambda_m i_{qs} \quad \lambda_{ds} = \lambda_m \quad (2)$$

✓ رابطه فوق نشان می دهد که با روش کنترل برداری، گشتاور همانند موتور DC مغناطیس دائم (PMDC) تنها توسط مولفه q جریان استاتور قابل تنظیم است.

✓ در روش کنترل برداری، جهت کنترل جریان های i_{qs} و i_{ds} ، چون این جریانها در دستگاه دوار روتور تنظیم می شوند، باید مقادیر جریانهای i_{as} و i_{bs} و i_{cs} اندازه گیری شده توسط تبدیلیهای مناسب به مقادیرشان در دستگاه qd دوار تبدیل شوند.

✓ برای انجام تبدیلات ذکر شده باید موقعیت روتور حتما در دست باشد. در روشهای با حسگر، از حسگر موقعیت یا سرعت متصل به شافت روتور استفاده می شود. اما در صورت عدم استفاده از حسگر سرعت، باید موقعیت روتور به روشهای مناسبی تخمین زده شود.

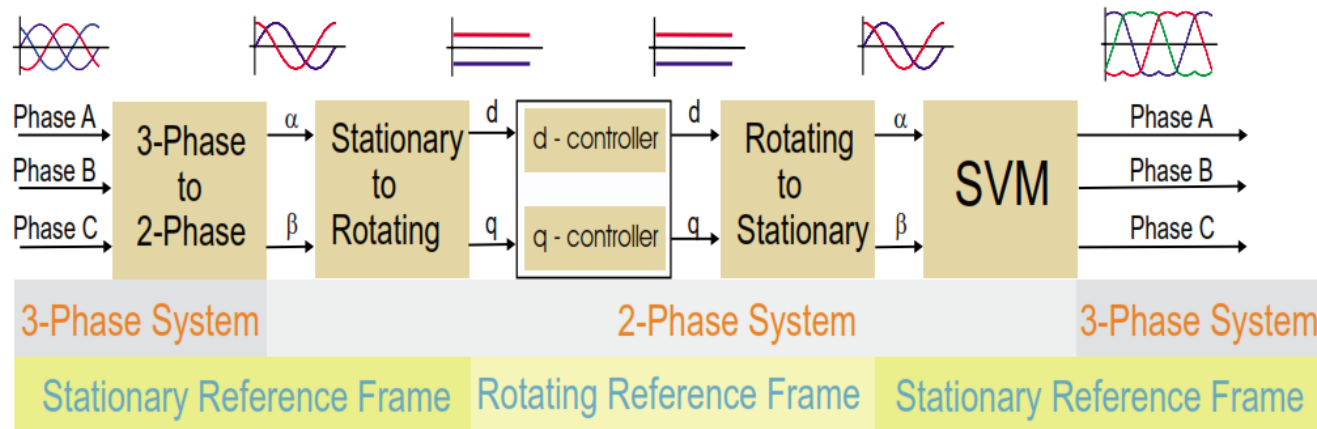


Figure 2-4. Vector Control Transformations



✓ بسته به اینکه اینورتر مورد استفاده از نوع منبع جریان / ولتاژ باشد و اینکه کنترل شده با ولتاژ باشد و یا کنترل شده با جریان، به انواع مختلف دسته بندی می شود.

✓ در صنعت اینورتر منبع ولتاژ (VSI) رایج تر است که انواع مورد استفاده ان عبارتند از

○ اینورتر VSI کنترل شده با جریان

○ اینورتر VSI کنترل شده با ولتاژ

✓ در نوع VSI کنترل شده با جریان: بر حسب مقادیر مرجع جریانهای محورهای d و q استاتور، مقادیر مرجع جریانهای سه فاز ساخته می شوند و توسط سه کنترل کننده جریان از نوع (معمولا) هیستریزس، فرمان به سوئیچها ساخته می شوند.

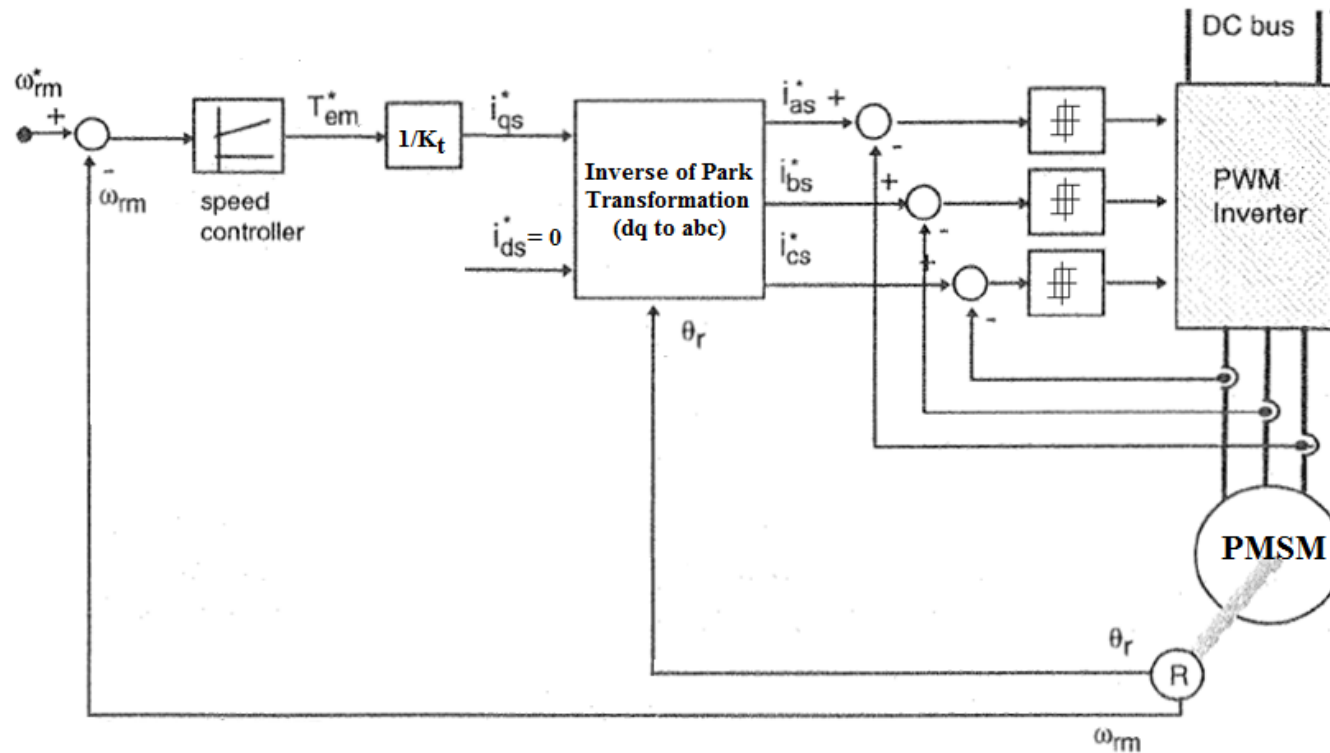
✓ در نوع VSI کنترل شده با ولتاژ: خروجی های کنترل کننده های PI دو مولفه جریان d و q، مقادیر مرجع ولتاژهای d و q استاتور ساخته شده و پس از دکوپله سازی ولتاژ این دو محور، مقادیر مرجع ولتاژها در دستگاه دو محوری ساکن $\alpha\beta$ ایجاد می گردند.

✓ در صورت استفاده از روش مدولاسیون SVM از مقادیر $V_{\beta s}$ و $V_{\alpha s}$ برای تولید سیگنالهای سوئیچینگ استفاده می شود.

✓ در صورت استفاده از روش مدولاسیون سینوسی، مقادیر مرجع ولتاژها در دستگاه سه محوری abc بدست آورده می شوند.

کنترل برداری با اینورتر VSI کنترل شده با جریان

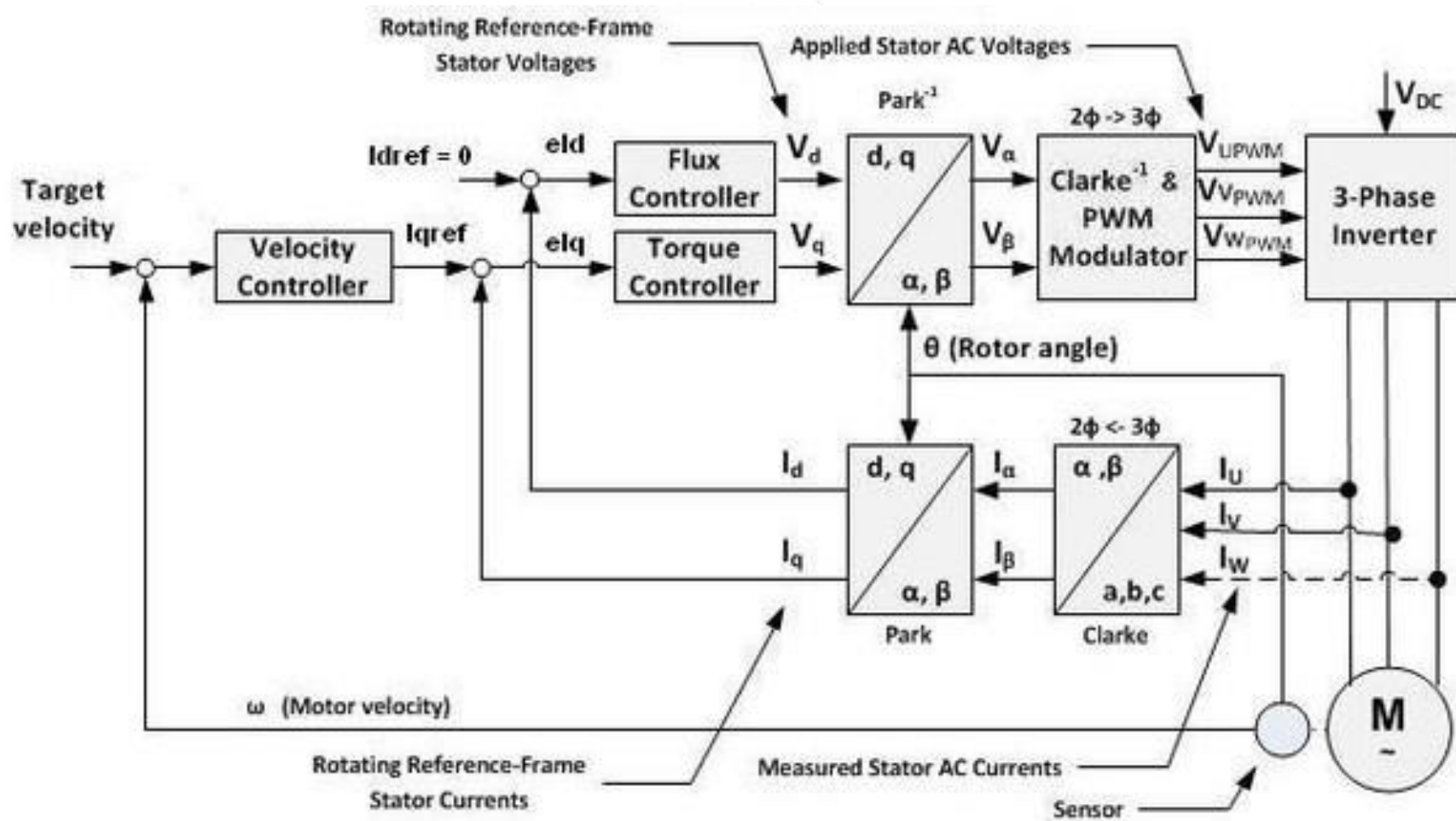
- ✓ در این روش، خروجی کنترل کننده های شار و سرعت، جریانهای مرجع در دو راستای d و q را می سازند که با استفاده از تبدیل معکوس پارک، جریانهای مرجع در دستگاه ساکن abc ساخته می شوند.
- ✓ از سه کنترل کننده هیستریزس برای تنظیم جریانهای مرجع سینوسی و نهایتا فرمان به سوئیچهای اینورتر استفاده می شود.
- ✓ از مزایای این روش، سادگی محاسبات و پیاده سازی می باشد.
- ✓ اما معایبی همچون فرکانس سوئیچینگ متغیر و رپیل گشتاور بیشتر بخاطر وجود خطای دائمی حالت جریان می باشد.



بلوک دیاگرام سیستم کنترل برداری موتور PMSM با اینورتر VSI کنترل شده با جریان

کنترل برداری با اینورتر VSI کنترل شده با ولتاژ

- ✓ در نوع VSI کنترل شده با ولتاژ، کنترل جریانها در دستگاه دومحوری dq دوار و با بکارگیری کنترلرهای PI انجام می شود.
- ✓ مدولاسیون مورد استفاده می تواند از نوع سینوسی (در دستگاه abc) و یا نوع بردار فضایی (SVM) در دستگاه $\alpha\beta$ انجام شود.



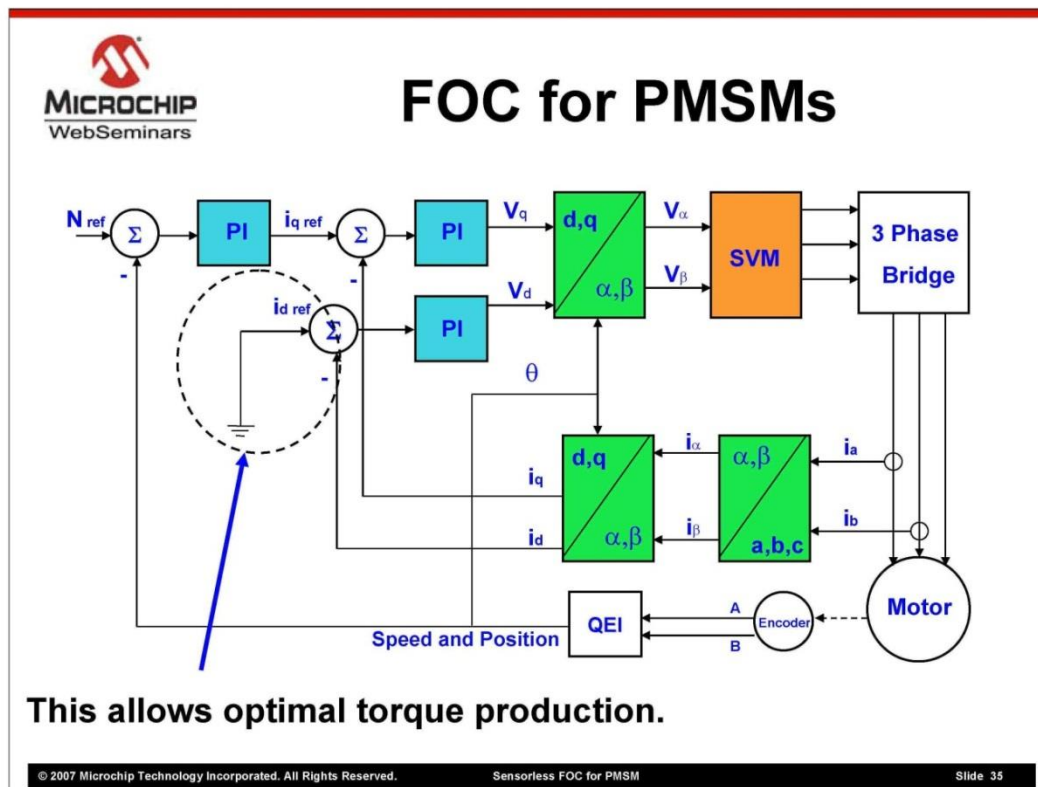
بلوک دیاگرام سیستم کنترل برداری موتور PMSM با اینورتر منبع ولتاژ کنترل شده با ولتاژ (از نوع مدولاسیون سینوسی)



کنترل برداری موتور PMSM

کنترل برداری با اینورتر VSI کنترل شده با ولتاژ

در مدولاسیون نوع SVM ولتاژهای رفرنس از دستگاه dq دوار به $\alpha\beta$ ساکن، منتقل می شوند ✓



بلوک دیاگرام سیستم کنترل برداری موتور PMSM با اینورتر منبع ولتاژ کنترل شده با ولتاژ (از نوع مدولاسیون SVM)

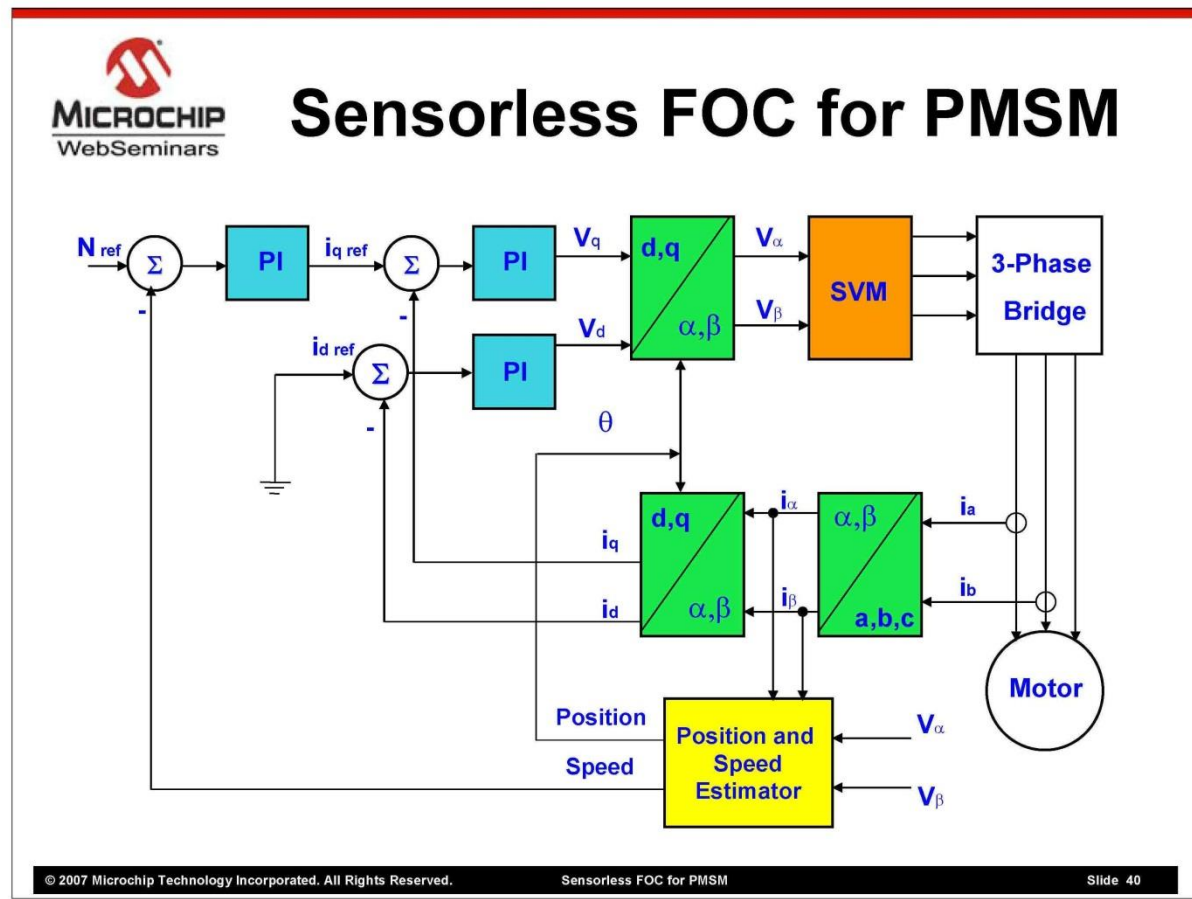
در هنگام استفاده از اینورتر VSI کنترل شده با ولتاژ، تداخل ولتاژ محورهای d و q برهم وجود دارد که در مورد موتور PMSM برای داشتن کنترلی دقیق تر می توان دکوپله سازی نمود.



کنترل برداری موتور PMSM

کنترل برداری بدون سنسور (Sensorless)

می توان سنسور سرعت و موقعیت را حذف نمود و آنها را با استفاده از روابط ریاضی و یا رویتگرها تخمین زد.



© 2007 Microchip Technology Incorporated. All Rights Reserved. Sensorless FOC for PMSM Slide 40

بلوک دیاگرام سیستم کنترل برداری بدون حسگر موتور PMSM با اینورتر منبع ولتاژ کنترل شده با ولتاژ (از نوع مدولاسیون SVM)

دکوپله سازی در هنگام استفاده از اینورتر کنترل شده با ولتاژ

✓ در صورتیکه از اینورتر کنترل شده با ولتاژ استفاده شود، باید ولتاژهای v_{ds} و v_{qs} که برای کنترل جریانهای i_{ds} و i_{qs} استفاده می شوند، از یکدیگر مجزا شوند.

✓ معادلات ولتاژ استاتور با جایگزینی شارهای استاتور بر حسب جریانها به قرار زیر هستند:

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} + \omega_r \lambda_{qs} = r_s i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} + \omega_r L_q i_{qs} \quad (3)$$

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} - \omega_r \lambda_{ds} = r_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} - \omega_r (L_d i_{ds} + \lambda_m) \quad (4)$$

✓ برای آنکه هر یک از معادلات فوق از شار یا جریان محور دیگر، مستقل بماند (مثلا در معادله ولتاژ روی محور q، اثری از λ_{ds} یا جریان i_{ds} نباشد)، باید ترم های ولتاژ دکوپله سازی زیر را به هریک از عبارات فوق اضافه نمود:

$$v_{ds}^{decouple} = -\omega_r L_q i_{qs} \quad (5)$$

$$v_{qs}^{decouple} = \omega_r (L_d i_{ds} + \lambda_m) \quad (7)$$



$$v_{ds} = r_s i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \quad (6)$$

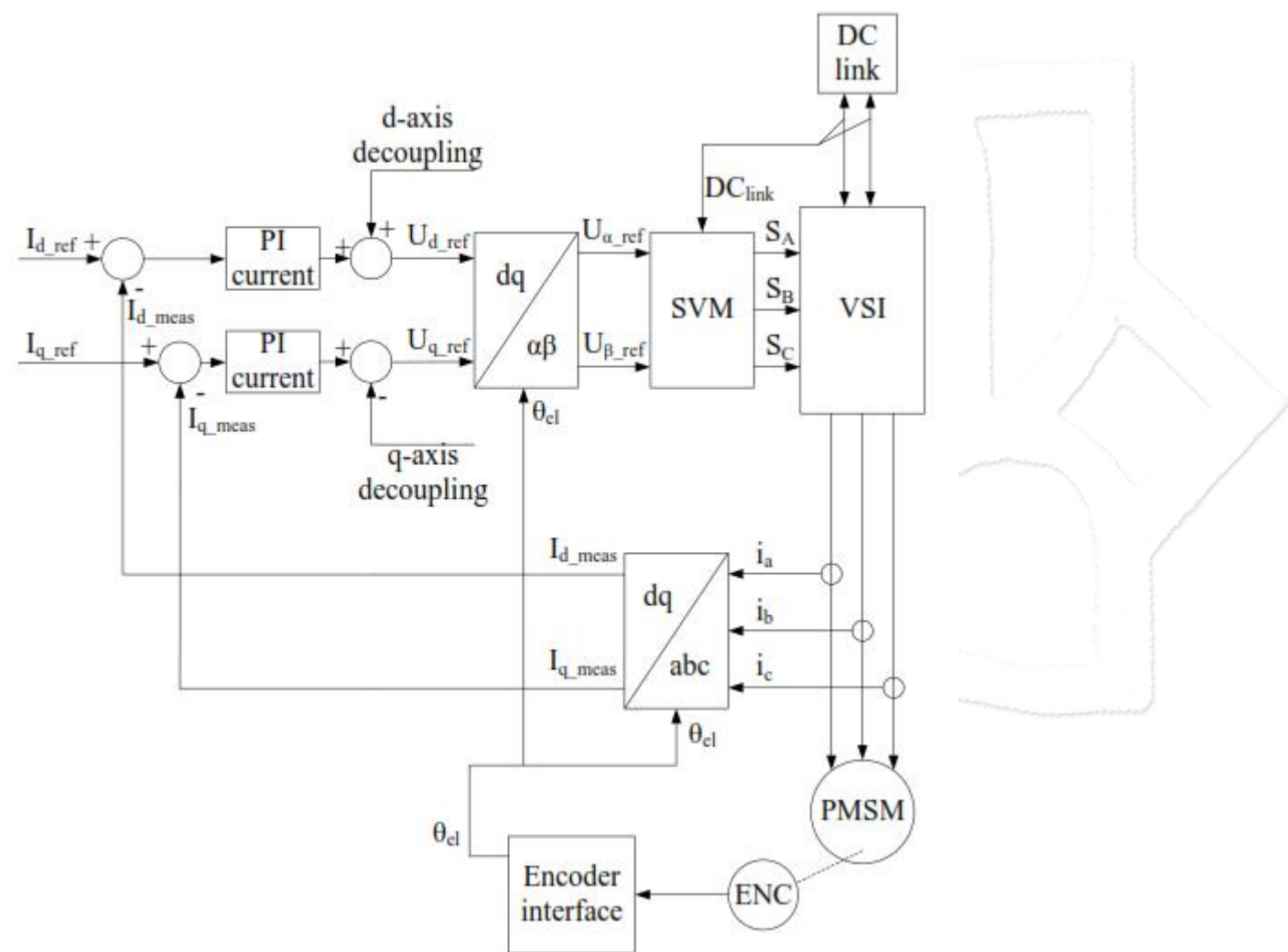
$$v_{qs} = r_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} \quad (8)$$



کنترل برداری موتور PMSM

➤ دکوپله سازی در هنگام استفاده از اینورتر کنترل شده با ولتاژ

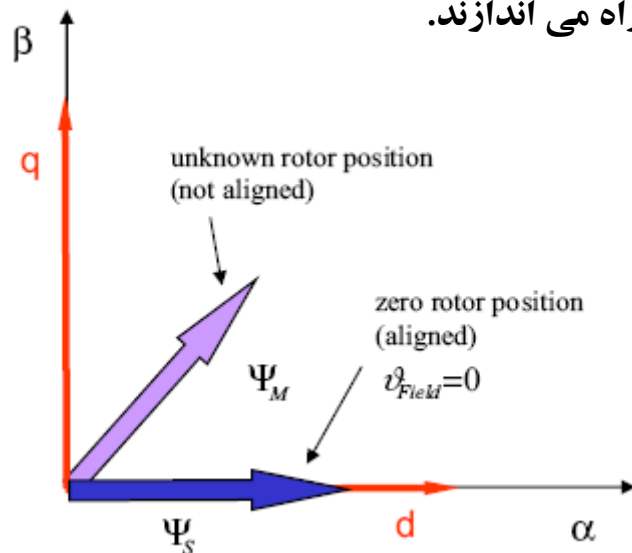
✓ انجام دکوپله سازی، طراحی کنترلرهای PI جریانهای دو محور d و q را راحت تر می سازد و به راحتی می توان از روش حذف صفر و قطب برای طراحی کنترل کننده PI استفاده نمود.



بلوک دیاگرام سیستم کنترل برداری موتور PMSM با اینورتر SVM و دکوپله سازی ولتاژها

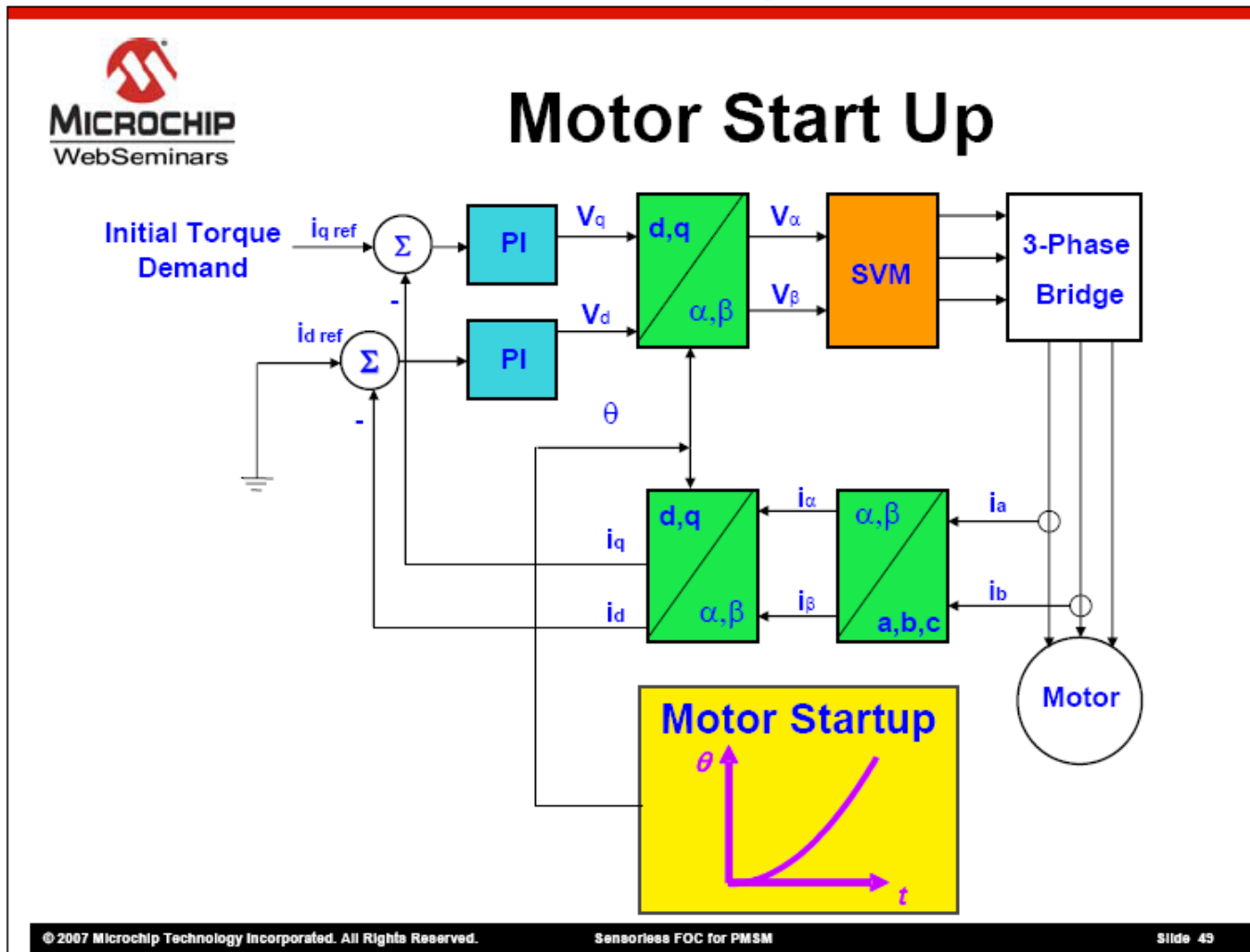


- ✓ در روش کنترل برداری، برای انجام تبدیلات از دستگاه abc به دستگاه qd دوار روتور، باید موقعیت روتور در هر لحظه مشخص باشد. این موضوع شامل لحظه اولیه راه اندازی نیز می شود.
- ✓ اما اغلب سنسورهای تعیین موقعیت بکار رفته در صنعت از نوع اینکودر افزایشی بوده که فقط مقدار چرخش را نشان می دهند و بر خلاف اینکودرهای مطلق (Absolute Encoder) و یا تحلیل گرها (Resolver) موقعیت واقعی را نشان نمی دهند.
- ✓ لذا با تکنیکهایی باید مقدار اولیه موقعیت روتور تشخیص داده شود.
- ✓ یک روش بسیار ساده ولی کاربردی و قابل پیاده سازی آنست که قبل از اعمال روش کنترل برداری و چرخاندن موتور، روتور را در یک موقعیت دانسته شده نظیر موقعیت زاویه صفر استاتور (منطبق بر محور α) قرار دهیم.
- ✓ مطابق شکل زیر، روتور در یک موقعیت مجهول قرار دارد. با اعمال بردار ولتاژ V_1 در مدت زمان کافی، آهنربای روتور برای همراستا شدن با آهنربای استاتور، می چرخد و در نتیجه در زاویه صفر درجه (راستای α) قرار می گیرد. البته در این روش گشتاور بار نباید آنقدر باشد تا روتور نتواند بچرخد.
- ✓ روشهای دیگری هم هستند که روتور را در همان موقعیت اولیه ای که هست راه می اندازند.





- ✓ در هنگام استفاده از روشهای کنترل sensorless نیز تخمین موقعیت اولیه و راه اندازی موتور اهمیت دارد.
- ✓ شکل زیر راه اندازی یک موتور PMSM را به روش کنترل برداری حلقه باز نشان می دهد.





□ رویکردهای مختلف کنترلی در روش کنترل برداری PMSM

➤ معرفی انواع رویکردها

✓ صفر قرار دادن مقدار مولفه i_{ds} و کنترل گشتاور با مولفه i_{qs} در واقع یکی از رویکردهای کنترل زاویه گشتاور در کنترل برداری موتورهای PMSM است که به **روش کنترل زاویه گشتاور ثابت** یا **کنترل مولفه d جریان در صفر** موسوم است.

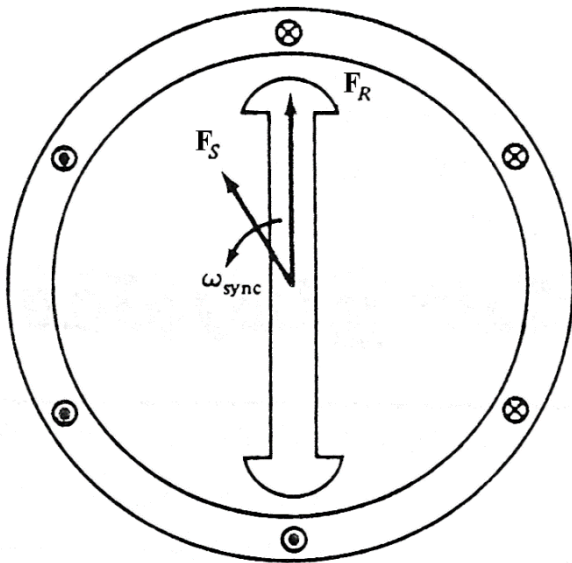
✓ به غیر از این روش، رویکردهای دیگری نیز در کنترل برداری موتورهای PMSM مورد استفاده قرار گرفته اند. کل روشهای ارائه شده عبارتند از:

- ۱) کنترل زاویه گشتاور ثابت (کنترل مولفه d جریان در صفر)
- ۲) کنترل ضریب توان واحد (UPF)
- ۳) کنترل شار پیوندی متقابل فاصله هوایی (ثابت)
- ۴) کنترل زاویه شار فاصله هوایی و فازور جریان استاتور
- ۵) کنترل گشتاور بر آمپر بهینه
- ۶) کنترل توان تلفاتی
- ۷) کنترل بهره حداکثر
- ۸) کنترل به روش تضعیف شار یا Field Weakening (برای سرعتهای بالاتر از سرعت نامی)

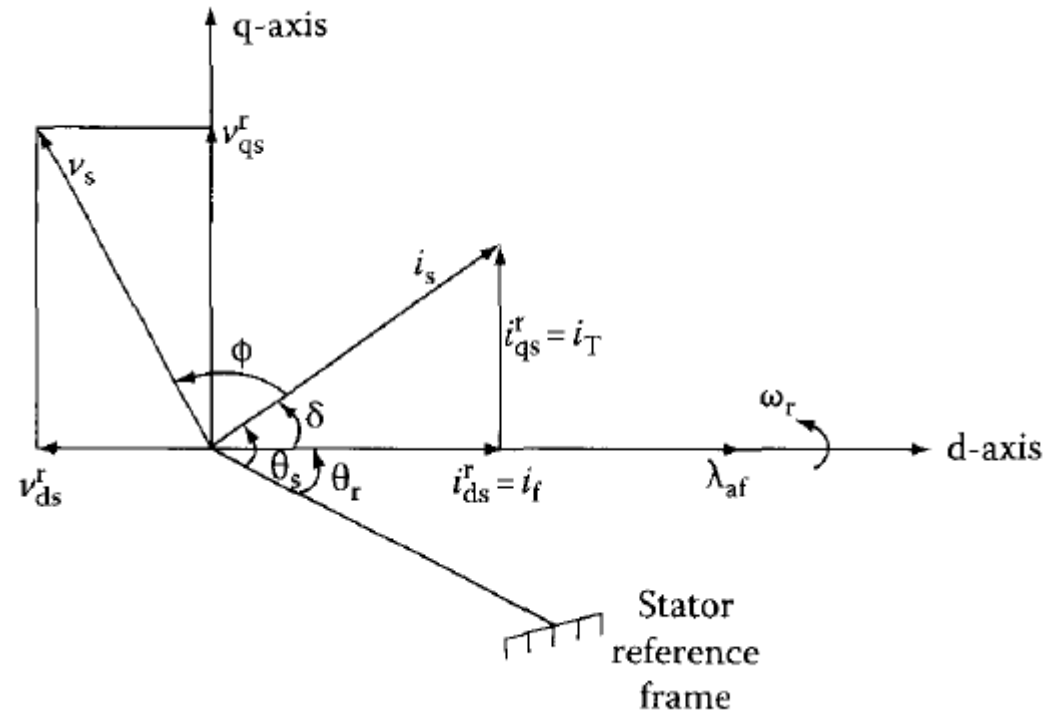
✓ در ادامه به جزئیات برخی از این روشها پرداخته می شود. (مرجع: کتاب درایو Krishnan)

- ✓ برای بررسی رویکردهای مختلف کنترلی (یعنی شیوه های مختلف تعیین مولفه های جریان استاتور i_{qs} و i_{ds})، معادلات ولتاژ-جریان-شار و گشتاور را بر مبنای زاویه بار یا گشتاور δ بازنویسی می کنیم.
- ✓ زاویه بار یا گشتاور δ همان زاویه بین میدان مغناطیسی استاتور و روتور است که در تئوری ماشین های الکتریکی بسیار از آن استفاده می شود و رابطه کلی گشتاور بر مبنای آن است.
- ✓ زاویه δ بواقع زاویه بردار جریان فاز a استاتور نسبت به زاویه روتور، یا نسبت به محور d است.

$$T_e = k F_s F_r \sin \delta \quad (9)$$



(الف) نیروهای مغناطیسی موجود در یک موتور PMSM



(ب) موقعیت بردار جریان استاتور نسبت به روتور (محور d)

رویکردهای مختلف کنترلی در روش کنترل برداری PMSM

➤ بازنویسی معادلات بر حسب زاویه گشتاور δ

✓ مطابق دیاگرام برداری شکل زیر فرض نمائید که جریانهای سه فاز استاتور در دستگاه abc بصورت زیر باشند:

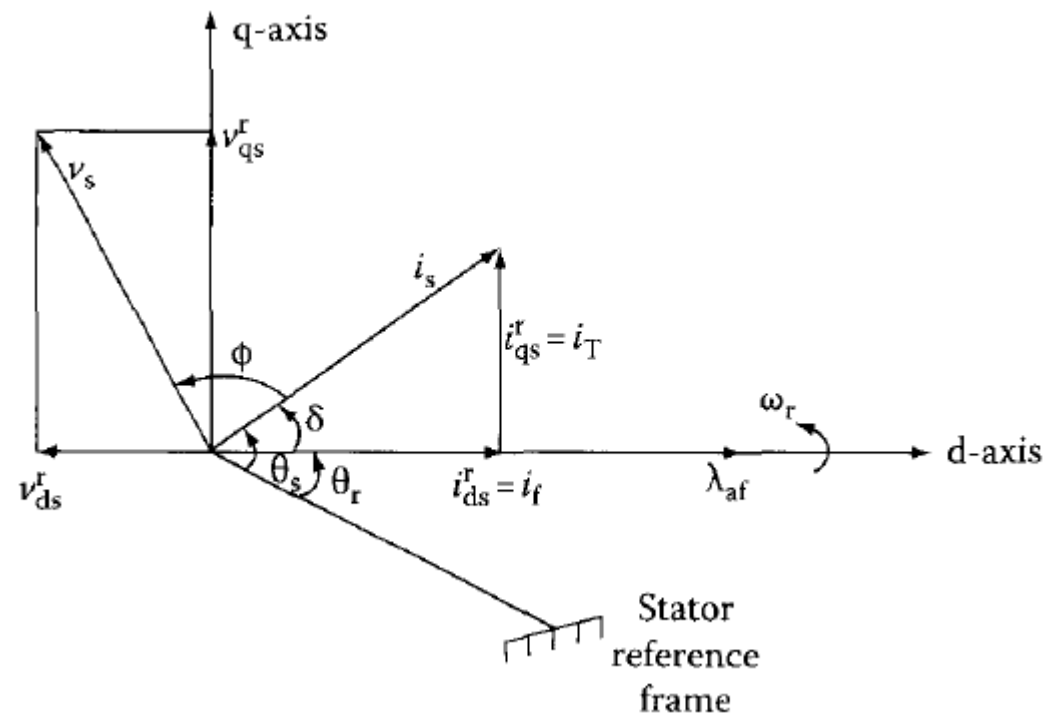
✓ دامنه جریان استاتور برابر با i_s است.

$$i_{as} = i_s \sin(\omega_r t + \delta)$$

$$i_{bs} = i_s \sin\left(\omega_r t + \delta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$i_{cs} = i_s \sin\left(\omega_r t + \delta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

(۱۰)



موقعیت بردار جریان استاتور نسبت به روتور (محور d)



□ رویکردهای مختلف کنترلی در روش کنترل برداری PMSM

➤ بازنویسی معادلات بر حسب زاویه گشتاور δ

✓ جریانهای انتقال یافته به دستگاه dq دوار روی روتور با استفاده از تبدیل پارک بصورت زیر بدست می آیند:

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega_r t & \cos \left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\omega_r t + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \omega_r t & \sin \left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\omega_r t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = i_s \begin{bmatrix} \sin \delta \\ \cos \delta \end{bmatrix} \quad (11)$$

✓ مشابه موتور dc که میدان ناشی از جریان تحریک i_f آن بر میدان ناشی از جریان آرمیچر i_a عمود است، در موتور PMSM هم می توان با صفر قرار دادن مولفه d جریان i_{ds} ، گشتاور را فقط تابعی از i_{qs} نمود. این کار با تنظیم زاویه گشتاور δ روی مقدار 90° درجه امکانپذیر است.

✓ توجه شود، اینکه مولفه d جریان استاتور یعنی i_{ds} صفر شود بمعنای صفر شدن شار نیست چون شار در راستای d توسط آهنربای دائم روتور ایجاد می گردد. مقدار دادن به i_{ds} فقط برای کاهش شار آهنربا است که بعداً توضیح داده می شود.

✓ به هر صورت متناظر با موتور dc می توان مولفه های جریان استاتور را بصورت زیر در نظر گرفت:

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_T \\ i_f \end{bmatrix} \quad (12)$$



□ رویکردهای مختلف کنترلی در روش کنترل برداری PMSM

➤ بازنویسی معادلات بر حسب زاویه گشتاور δ

✓ رابطه گشتاور را در دستگاه dq بصورت زیر بدست آوردیم:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \left[\lambda_{af} i_{qs}^r + (L_d - L_q) i_{qs}^r i_{ds}^r \right] \quad (\text{N} \cdot \text{m}) \quad (13)$$

✓ با قرار دادن جریانهها بر حسب زاویه δ گشتاور، خواهیم داشت:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \left[\lambda_{af} i_s \sin \delta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_s^2 \sin 2\delta \right] \quad (\text{N} \cdot \text{m}) \quad (14)$$

○ توجه نمائید که λ_{af} در روابط این بخش، همان شار آهنربای دائم روتور است. در برخی بخشهای دیگر، این کمیت با λ_m یا Ψ_{PM} هم نمایش داده شده است.



□ رویکردهای مختلف کنترلی در روش کنترل برداری PMSM

➤ بازنویسی معادلات بر حسب زاویه گشتاور δ

✓ همچنین شار منته به λ_m (یا شار فاصله هوایی) که از برآیند شار ایجاد شده توسط آهنربا λ_{af} و جریان استاتور ایجاد می شود، از معادلات شار-جریان در دستگاه dq را بصورت زیر بدست آوردیم:

$$\begin{cases} \lambda_{qs}^r = L_q i_{qs}^r \\ \lambda_{ds}^r = \lambda_{af} + L_d i_{ds}^r \end{cases} \quad (15) \quad \lambda_m = \sqrt{(\lambda_{af} + L_d i_{ds}^r)^2 + (L_q i_{qs}^r)^2} \quad (\text{Wb-Turn}) \quad (16)$$

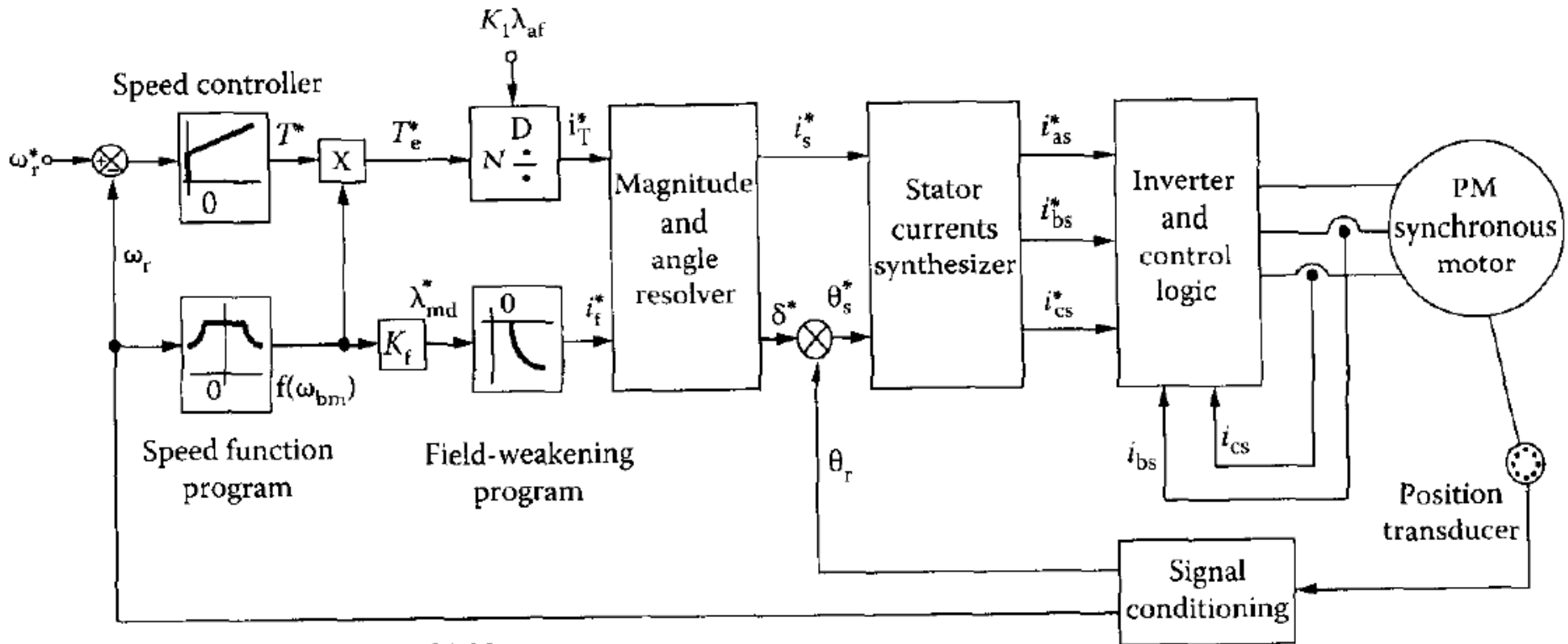
✓ با جایگزینی روابط جریان بر حسب زاویه δ داریم:

$$\lambda_m = \sqrt{(\lambda_{af} + L_d i_s \cos \delta)^2 + (L_q i_s \sin \delta)^2} \quad (\text{Wb-Turn}) \quad (17)$$

✓ رابطه فوق نشان می دهد که برای کاهش شار (جهت کار در ناحیه بالای سرعت نامی)، باید زاویه گشتاور δ از مقدار ۹۰ درجه بیشتر شود تا λ_m کاهش یابد.

✓ یعنی مقدار i_{ds} منفی بشود.

✓ بلوک دیاگرام سیستم کنترل برداری بر حسب معادلات بازنویسی شده مدل بر حسب زاویه گشتاور δ بصورت زیر قابل نمایش است:



Note: N, Numerator
D, Denominator

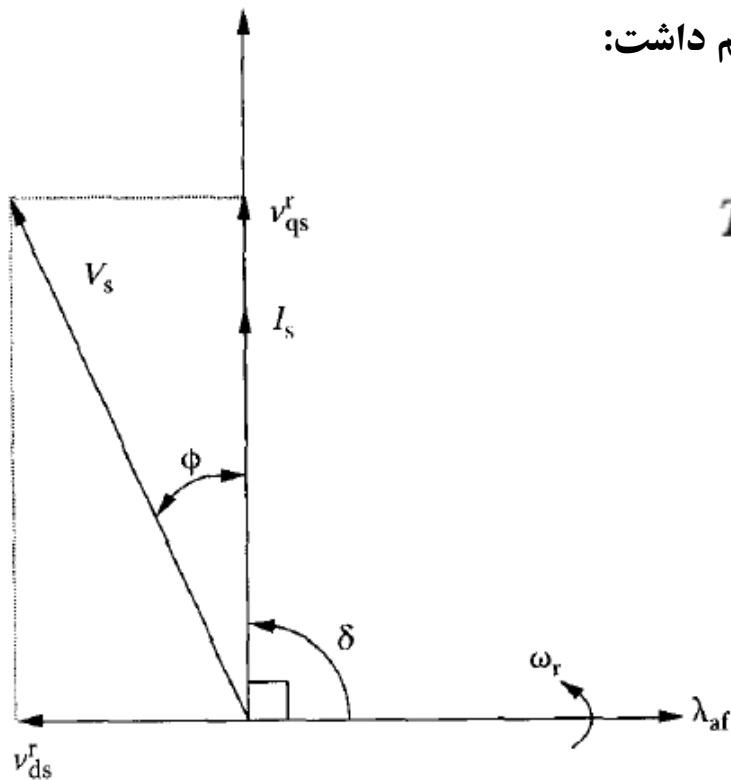
✓ در این روش، زاویه گشتاور در مقدار ۹۰ درجه قرار داده می شود تا حداکثر مقدار گشتاور به ازای حداقل جریان ایجاد شود.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \left[\lambda_{af} i_s \sin \delta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_s^2 \sin 2\delta \right] \quad (\text{N} \cdot \text{m}) \quad (18)$$

✓ با قراردادن $\delta = 90^\circ$ (یعنی $i_{ds} = 0$ و $i_{qs} = i_s$ در رابطه فوق)، خواهیم داشت:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \lambda_{af} \cdot i_{qs}^r = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \lambda_{af} \cdot I_s \quad (\text{N} \cdot \text{m}) \quad (19)$$

✓ با توجه به دیاگرام برداری مقابل، چون مولفه d جریان صفر است، زاویه ضریب توان Φ با زاویه بین بردار ولتاژ V_s و ولتاژ V_{qs} (یا جریان I_s) برابر می شود.



دیاگرام برداری در روش کنترل زاویه گشتاور ثابت



□ رویکردهای مختلف کنترلی در روش کنترل برداری PMSM

۵) روش کنترلی گشتاور بر آمپر بهینه

✓ این روش به دنبال حداکثر نمودن نسبت گشتاور الکترومغناطیسی به جریان استاتور است.

○ گشتاور موتور را بصورت زیر در نظر بگیرید:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \left[\lambda_{af} i_s \sin \delta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_s^2 \sin 2\delta \right] \quad (\text{N} \cdot \text{m}) \quad (20)$$

○ مقدار گشتاور نرمالیزه بصورت زیر قابل بیان است:

$$T_{en} = i_{sn} \left[\sin \delta + \frac{1}{2} (L_{dn} - L_{qn}) i_{sn} \sin 2\delta \right] \quad (\text{p.u.}) \quad (21)$$

○ اگر گشتاور مبنا به صورت زیر تعریف شود:

$$T_b = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \lambda_{af} I_b \quad (\text{N} \cdot \text{m}) \quad (22)$$

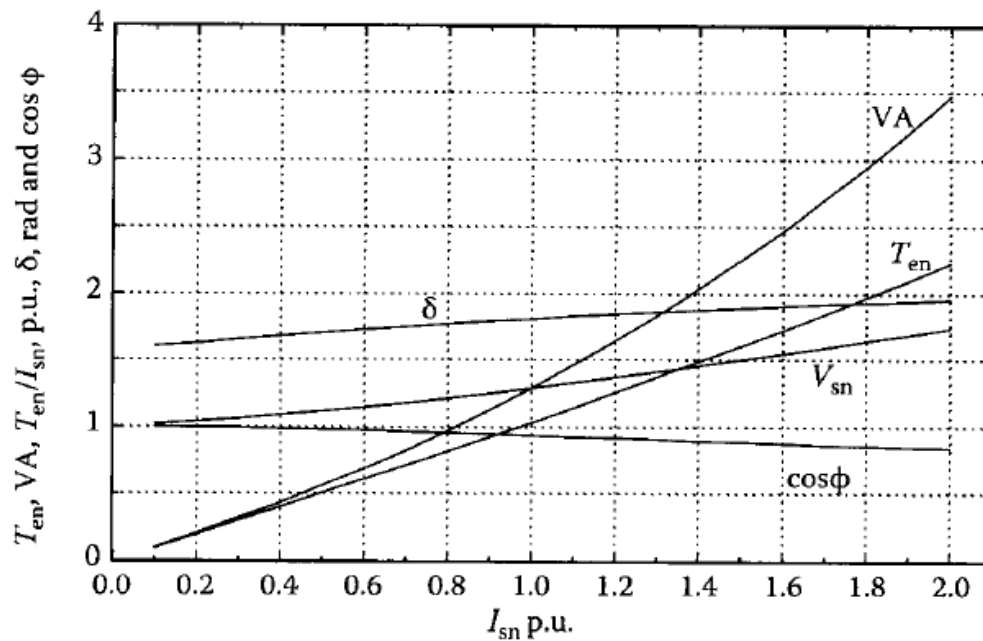
○ مقدار گشتاور بر جریان نرمالیزه شده (پریونیتی) عبارتست از:

$$\left(\frac{T_{en}}{i_{sn}} \right) = \left[\sin \delta + \frac{1}{2} (L_{dn} - L_{qn}) i_{sn} \sin 2\delta \right] \quad (23)$$

○ با مشتق گیری از رابطه فوق نسبت زاویه δ داریم:

$$\delta = \cos^{-1} \left\{ -\frac{1}{4a_1 i_{sn}} + \sqrt{\left(\frac{1}{4a_1 i_{sn}}\right)^2 + \frac{1}{2}} \right\} \text{ (rad)} \quad (24)$$

$$a_1 = (L_{dn} - L_{qn}) = L_{dn}(1 - \rho)$$



تغییرات ضریب توان و سایر پارامترها در روش کنترل گشتاور بر آمپر بهینه

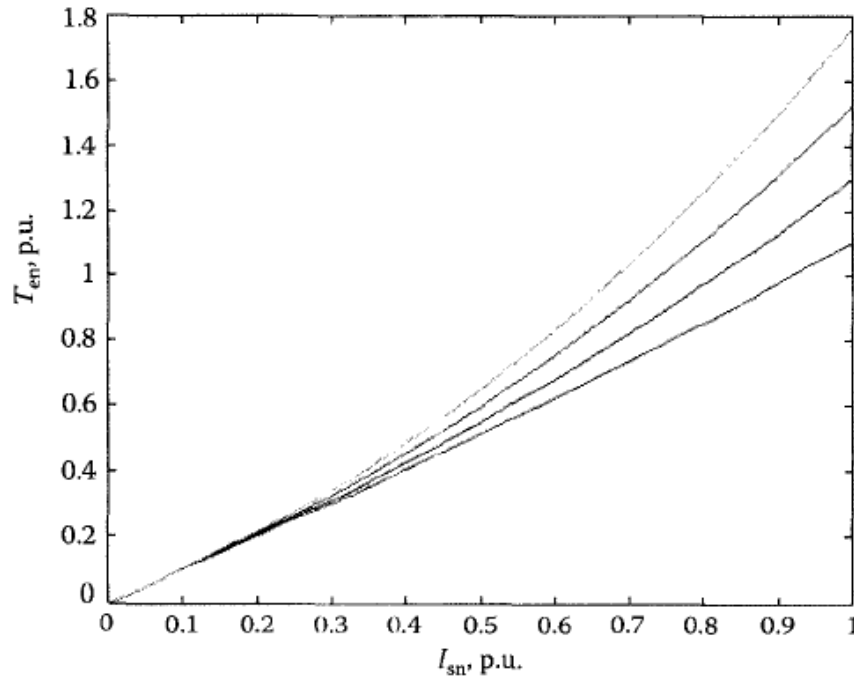
✓ عیب این روش استفاده از سطح ولتاژ بالاتر می باشد. برای ایجاد جریان استاتور ۲ پریونیت، ۳/۴۷۲ پریونیت VA مورد نیاز است.

✓ این روش در حالت کلی برای موتورهای با $\rho > 2$ نسبت به سایر روشها ارجحیت دارد.

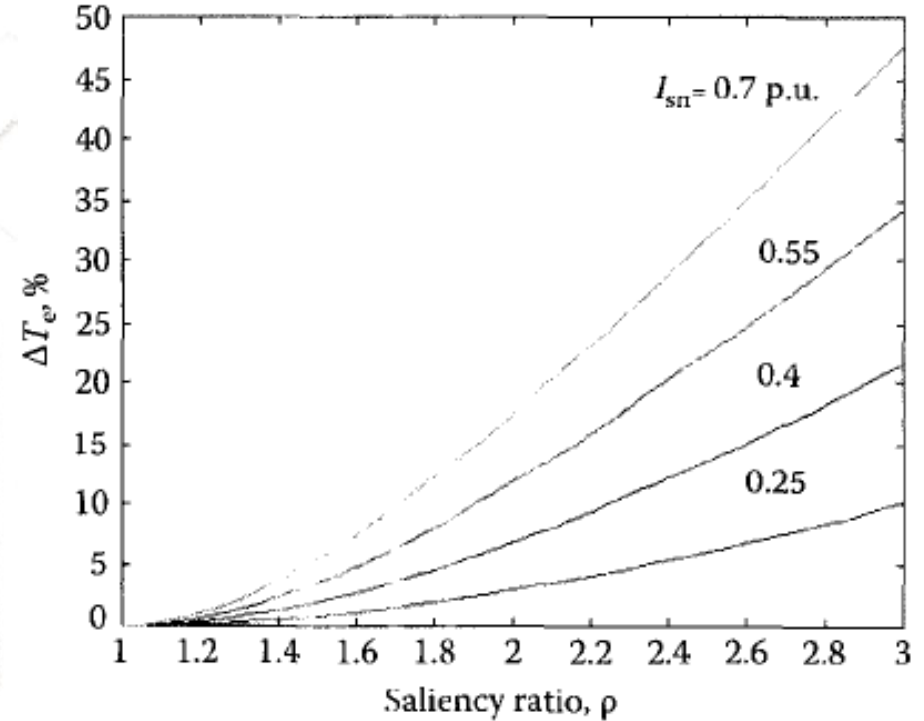


□ رویکردهای مختلف کنترلی در روش کنترل برداری PMSM

(۵) روش کنترلی گشتاور بر آمپر بهینه



(ب) گشتاور ایجاد شده در مقادیر مختلف ρ به ازای جریان مختلف استاتور



(الف) افزایش گشتاور در جریانهای مختلف استاتور به ازای مقادیر ρ

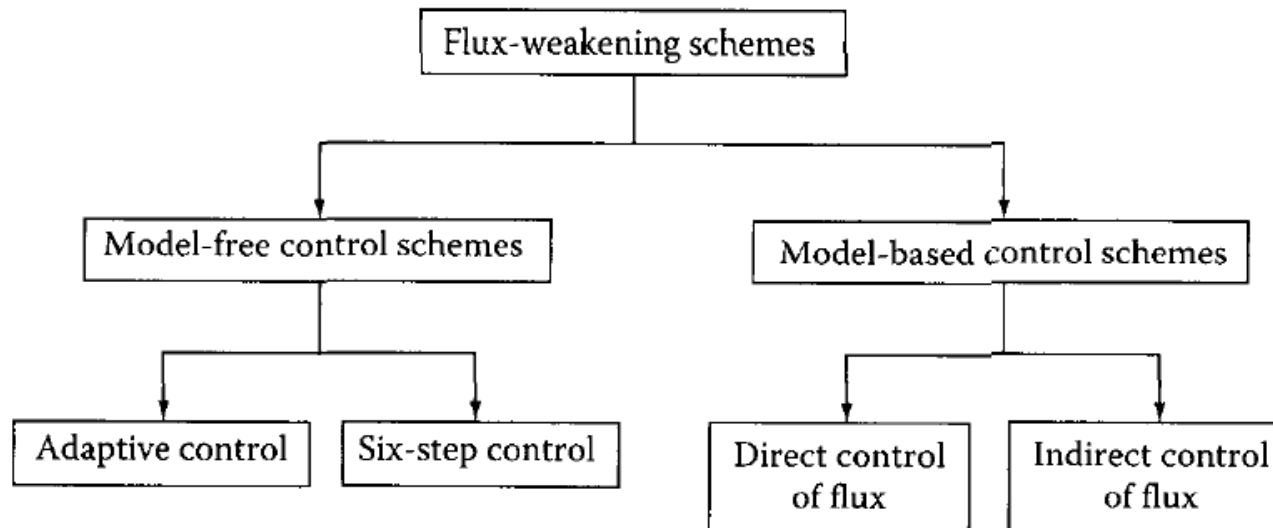


□ رویکردهای مختلف کنترلی در روش کنترل برداری PMSM

۸) کنترل به روش کاهش یا تضعیف شار (یا Field Weakening)

- ✓ با توجه به محدودیت سطح ولتاژ و جریان لینک dc، اعمال ولتاژی بیش از ولتاژ نامی به موتور امکانپذیر نیست.
- ✓ موتور نهایت گشتاور نامی خود را می تواند تا سرعت نامی ایجاد نماید که در این وضعیت موتور به توان نامی خود خواهد رسید.
- ✓ در سرعتهای بالاتر از سرعت نامی، ولتاژ القایی داخلی موتور E (emf) از سطح ولتاژ حداکثر ورودی موتور بیشتر شده و برگشت جریان یا توان را خواهیم داشت. برای جلوگیری از این امر باید مقدار ولتاژ E از حداکثر مقدار خودش (متناظر با سرعت نامی) فراتر نرود.
- ✓ با توجه به آنکه ولتاژ القایی E برابر حاصلضرب شار پیوندی متقابل (یا شار پیوندی در فاصله هوایی) است، در سرعت های بالاتر از سرعت نامی، این شار باید کاهش (یا weaken) یابد.
- ✓ مقدار کاهش شار باید متناسب با عکس فرکانس استاتور انجام شود تا ولتاژ E ثابت بماند و نباید ولتاژ E از حد نامی اش فراتر برود.
- ✓ در موتورهای DC، تثبیت ولتاژ E در مقدار نامی اش به راحتی با کاهش جریان تحریک که منجر به کاهش شار می گردد، انجام می گیرد.
- ✓ اما در مورد موتورهای PMSM، روشی که مورد وثوق تمامی مراجع و کاربران باشد و همه از آن استفاده نمایند، وجود ندارد و روش های زیادی برای این امر ارائه گردیده اند.

- ✓ بطور کلی دو دسته روش **برمبنای مدل** و **مستقل از مدل** برای کاهش شار در این موتورها وجود دارد.
- ✓ ویژگی روشهای برمبنای مدل، دقت و البته حساسیت موتور به پارامترهای مدل است.
- ✓ ویژگی روشهای مستقل از مدل، سادگی پیاده سازی است.
- ✓ روشهای کنترل شار برمبنای مدل به دو دسته **۱- غیر مستقیم** و **۲- مستقیم** تقسیم بندی می شوند.
- ✓ **در رویکرد غیر مستقیم:** با محاسبات زیاد، شار فاصله هوایی بطور غیرمستقیم توسط مقادیر جریان و گشتاور کنترل می شود.
- ✓ **در رویکرد مستقیم:** همانند موتورهای DC، چگالی شار فاصله هوایی به عنوان ورودی کنترلی اعمال می شود.
- ✓ در ادامه بحث، ابتدا **روشهای برمبنای مدل** بررسی می شوند.





□ کنترل موتور PMSM به روش Field Weakening

➤ تعیین سرعت حداکثر موتور در حالت تضعیف شار

✓ قبل از پرداختن به روشهای مختلف، لازم است تا حداکثر سرعت قابل دستیابی در یک موتور PMSM را بدست آوریم.

○ معادلات ولتاژ نرمالیزه شده موتور عبارتند از:

$$v_{qsn}^r = (R_{sn} + L_{qn}p)i_{qsn}^r + \omega_m(L_{dn}i_{dsn}^r + 1) \quad (25)$$

$$v_{dsn}^r = -\omega_m L_{qn}i_{qsn}^r + (R_{sn} + L_{dn}p)i_{dsn}^r$$

○ در حالت دائمی، معادلات فوق بصورت زیر تبدیل می شوند (بجای مشتقات صفر می گذاریم):

$$v_{qsn}^r = R_{sn}i_{qsn}^r + \omega_m(L_{dn}i_{dsn}^r + 1) \quad (26)$$

$$v_{dsn}^r = -\omega_m L_{qn}i_{qsn}^r + R_{sn}i_{dsn}^r$$

○ برای ایجاد حداکثر سرعت، باید شار فاصله هوایی تا آنجایی که جا دارد کاهش یابد و از تمام ظرفیت جریانی موتور برای کاهش شار استفاده نمود. برای این منظور و در حالت حدی، جریان i_{qs} را صفر قرارداده و فقط جهت کاهش شار به جریان i_{ds} مقدار می دهیم.

$$v_{sn}^2 = v_{dsn}^r{}^2 + v_{qsn}^r{}^2 = \omega_m^2(1 + L_{dn}i_{dsn}^r)^2 + R_{sn}^2(i_{dsn}^r)^2 \quad (27)$$

○ لذا داریم:



□ کنترل موتور PMSM به روش Field Weakening

➤ تعیین سرعت حداکثر موتور در حالت تضعیف شار

○ در نتیجه بدست خواهیم آورد:

$$\omega_m(\max) = \frac{\sqrt{v_{sn}^2 - R_{sn}^2 i_{dsn}^r}}{(1 + L_{dn} i_{dsn}^r)} \quad (28)$$

✓ رابطه فوق حداکثر مقدار سرعت قابل دستیابی توسط موتور در حالت بی باری است، به نحوی که جریان موتور از مقدار نامی اش فراتر نرود.

✓ اگر موتور تحت بار قرار گیرد، این حد حتما کاهش خواهد یافت.

○ برای آنکه سرعت در رابطه فوق مثبت باشد، جریان i_{ds} باید در رابطه زیر صدق کند:

$$i_{dsn}^r(\max) < -\frac{1}{L_{dn}} \quad (29)$$



□ کنترل موتور PMSM به روش Field Weakening

➤ رویکرد غیرمستقیم تضعیف شار

✓ در این رویکرد، تضعیف شار با اقلان محدودیت های حداکثر جریان و ولتاژ موتور انجام می شود.

○ با صرف نظر از افت ولتاژ اهمی، ولتاژ نرمالیزه استاتور در حالت دائمی برابر است با:

$$v_{sn}^2 = \omega_m^2 \left\{ (1 + L_{dn} i_{dsn}^r)^2 + (L_{qn} i_{qsn}^r)^2 \right\} \text{ (p.u.)} \quad (30)$$

○ که:

$$v_{sn} = \sqrt{(v_{qsn}^r)^2 + (v_{dsn}^r)^2} \text{ (p.u.)} \quad (31)$$

$$i_{qsn}^r = \sqrt{i_{sn}^2 - i_{dsn}^r^2} \text{ (p.u.)} \quad (32)$$

○ از طرفی، جریان مولفه q برابرست با:

$$v_{sn}^2 = \omega_m^2 \left\{ L_{qn}^2 (i_{sn}^2 - i_{dsn}^r^2) + (1 + L_{dn} i_{dsn}^r)^2 \right\} \text{ (p.u.)} \quad (33)$$

○ و لذا:

○ با بازنویسی رابطه فوق بصورت:

$$v_{sn} = \omega_m \sqrt{\left\{ a (i_{dsn}^r)^2 + b i_{dsn}^r + c \right\}} \text{ (p.u.)} \quad (34)$$

$$a = L_{dn}^2 - L_{qn}^2$$

$$b = 2L_{dn} \quad (35)$$

$$c = 1 + L_{qn}^2 i_{sn}^2$$

○ لذا رابطه جریان محور d بر حسب ولتاژ بصورت زیر خواهد شد:

$$v_{sn} = \omega_m \sqrt{\left\{ a \left(i_{dsn}^r \right)^2 + b i_{dsn}^r + c \right\}} \quad (\text{p.u.}) \quad (36)$$

✓ بر حسب مقدار مجاز جریان استاتور i_s و ولتاژ استاتور v_s مقدار مولفه d جریان استاتور یعنی i_{ds} تعیین می گردد.

○ مقدار مولفه q جریان استاتور یعنی i_{qs} هم از رابطه زیر قابل تعیین است:

$$i_{qsn}^r = \sqrt{i_{sn}^2 - i_{dsn}^2} \quad (\text{p.u.}) \quad (37)$$

$$\delta = \tan^{-1} \left(\frac{i_{qsn}^r}{i_{dsn}^r} \right) \quad (38)$$

○ در نتیجه زاویه گشتاور یا بار δ از رابطه مقابل بدست می آید:

○ در نهایت جریانهای مرجع فازها بمنظور کاهش شار، از روابط زیر قابل تعیین هستند:

$$\begin{bmatrix} i_{asn} \\ i_{bsn} \\ i_{csn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta_r + \delta) \\ \sin\left(\theta_r + \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \delta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} i_{sn} \quad (39)$$



□ کنترل موتور PMSM به روش Field Weakening

➤ رویکرد غیرمستقیم تضعیف شار

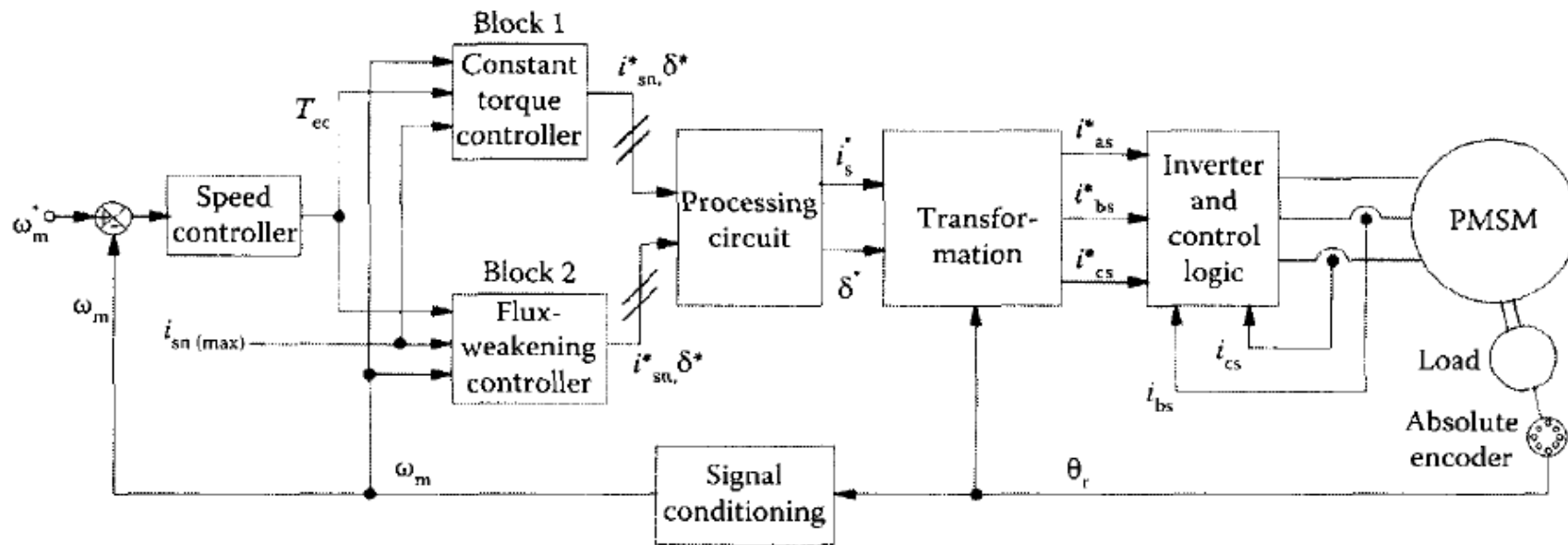
- ✓ توجه نمائید که جریان های i_{ds} و i_{qs} بدست آمده حد گشتاور مجاز موتور T_{ef} را تعیین می کنند که از گشتاور نامی موتور قطعا کمتر خواهد بود. (چون سرعت بیشتر از سرعت نامی است)
- ✓ اما از طرفی گشتاور مورد نیاز T_{ec} را خطای سرعت و کنترلر PI سرعت تعیین می کند.
- ✓ گشتاور مجاز T_{ef} ، گشتاور مورد نیاز T_{ec} را در صورت نیاز اصلاح می کند.
- ✓ لذا اگر گشتاور مجاز T_{ef} از گشتاور مورد نیاز T_{ec} بیشتر باشد، همان خروجی کنترلر سرعت به عنوان گشتاور مرجع لحاظ می شود.
- ✓ اگر گشتاور مجاز T_{ef} از مرجع کمتر باشد، خروجی کنترلر سرعت به حد مجاز T_{ef} محدود می شود.
- ✓ لذا با توجه به مقایسه T_{ec} و T_{ef} ، گشتاور مرجع T_e^* تعیین می گردد و بر همین مبنا مولفه q جریان استاتور از رابطه زیر تعیین می گردد:

$$i_{qsn}^r = \frac{T_e^*}{1 + (L_{dn} - L_{qn})i_{dsn}^r} \text{ (p.u.)} \quad (40)$$

□ کنترل موتور PMSM به روش Field Weakening

➤ رویکرد غیرمستقیم تضعیف شار

- ✓ بلوک دیاگرام سیستم کنترل حلقه بسته سرعت با توجه به قانون کاهش شار بدست آمده مطابق شکل زیر خواهد شد:
- ✓ اگر سرعت مرجع کمتر از سرعت نامی باشد، از طریق بلوک ۱، دامنه جریان و زاویه بار مرجع با استفاده از یکی از رویکردهای شش گانه کار در ناحیه زیر سرعت نامی (نظیر روش کنترل جریان محور d در صفر) تعیین می گردد.
- ✓ اگر سرعت مرجع بیش از سرعت نامی باشد، با قانون کنترلی ارائه شده در رویکرد غیرمستقیم تضعیف شار، مولفه های جریان (یا دامنه i_s^* و زاویه δ) تعیین می شوند.
- ✓ توجه شود که در این شکل از اینورتر VSI کنترل شده با جریان استفاده شده است که می توان بجای آن از VSI کنترل شده با ولتاژ نظیر SVM استفاده نمود.



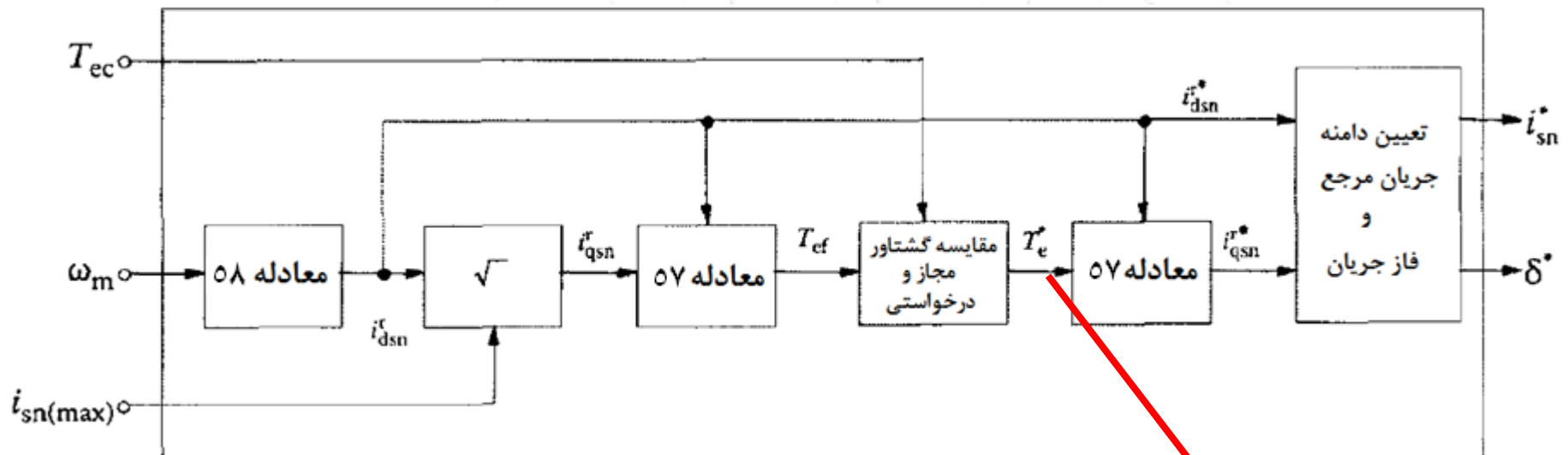
بلوک دیاگرام سیستم کنترل با قابلیت کاهش شار با رویکرد غیرمستقیم

✓ بلوک ۲ در شکل قبل دقیقاً از دو رابطه (۵۳) و (۵۷) برای تعیین مولفه های d و q جریان استاتور و در نتیجه دامنه i_s^* و زاویه δ استفاده می کند.

✓ رابطه (۵۳) برای تعیین جریان i_{ds} مرجع بصورت مقابل قابل بازنویسی است:

$$i_{dsn}^r = \frac{\left(-b + \sqrt{b^2 - 4a \left(c - \frac{v_{sn}^2}{\omega_m^2} \right)} \right)}{2a} \quad (41)$$

✓ بلوک ۲ در شکل اسلاید قبل می تواند بصورت زیر رسم شود:



پیاده سازی بلوک کاهش شار

$$T_{ec} > T_{ef}, \quad \text{then } T_e^* = T_{ef}$$

$$T_{ec} < T_{ef}, \quad \text{then } T_e^* = T_{ec}$$



□ کنترل موتور PMSM به روش Field Weakening

➤ رویکرد غیرمستقیم تضعیف شار

✓ **مثال:** برای یک موتور PMSM با مشخصات $R_{sn} = 0$ ، $L_{dn} = 0.435$ pu، $L_{qn} = 0.699$ pu، $V_{sn} = 1.25$ pu و $I_{sn} = 1$ pu

مقدار سرعت حداکثر و همچنین سرعت موتور را بر حسب جریان i_{ds} بدست آورده و منحنی آنرا رسم نمائید.

○ برای محاسبه سرعت حداکثر از رابطه (۴۵) استفاده می کنیم که برای حالت بی باری و با فرض $i_{dsn} = -1$ pu داریم:

$$\omega_{rn(max)} = \frac{\sqrt{V_{sn}^2 - R_{sn}^2 I_{dsn}^2}}{1 + L_{dn} I_{dsn}^r} = \frac{1.25}{1 + 0.435 \times (-1)} = 2.12 \text{ pu}$$

○ برای محاسبه سرعت بر حسب جریان i_{ds} با استفاده از روابط (۵۳) داریم:

$$a = L_{dn}^2 - L_{qn}^2 = 0.435^2 - 0.699^2 = -0.2993$$

$$b = 2L_{dn} = 2 \times 0.435 = 0.87$$

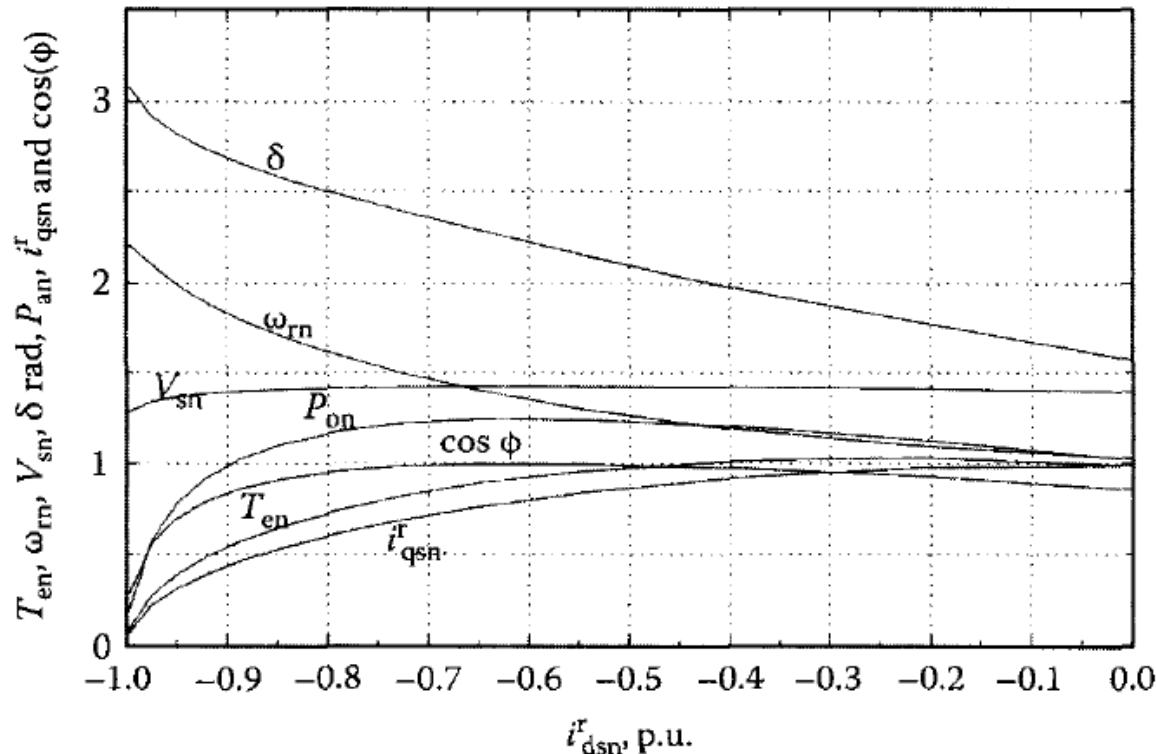
$$c = 1 + L_{qn}^2 i_{sn}^2 = 1 + 0.699^2 \times 1 = 1.488$$

$$V_{sn} = \omega_{rn} \sqrt{a I_{dsn}^2 + b I_{dsn}^r + c} = 1.25 \Rightarrow \omega_{rn} = \frac{1.25}{\sqrt{a I_{dsn}^2 + b I_{dsn}^r + c}}$$

○ تغییرات سرعت، با استفاده از فرمول فوق بر حسب i_{dsn} قابل رسم است.

○ همچنین با روابط موتور، مقادیر گشتاور، ضریب توان، توان و زاویه بار نیز قابل رسم هستند.

- مشاهده می گردد که مقدار مولفه d جریان با افزایش سرعت افزایش می یابد تا کاهش شار بیشتری اتفاق بیفتد.
- دقت شود که مقدار i_{ds}^r منفی شده است و به عبارتی بیانگر آنست که زاویه گشتاور δ از 90° درجه بیشتر شده است.
- همچنین توان خروجی موتور تا مقادیر -0.7 جریان i_{ds}^r ثابت باقی مانده است.
- سرعت هم به ازای i_{ds}^r برابر ۱ پریونیت تا بیش از $2/12$ برابر سرعت نامی افزایش می یابد که حد نهایی سرعت است.
- مشاهده می شود که گشتاور موتور نیز با افزایش سرعت روندی کاهشی دارد.



$$\omega_{rn} = \frac{1.25}{\sqrt{aI_{dsn}^{r2} + bI_{dsn}^r + c}}$$

مشخصه های عملکردی سیستم در ناحیه کاهش شار



□ کنترل موتور PMSM به روش Field Weakening

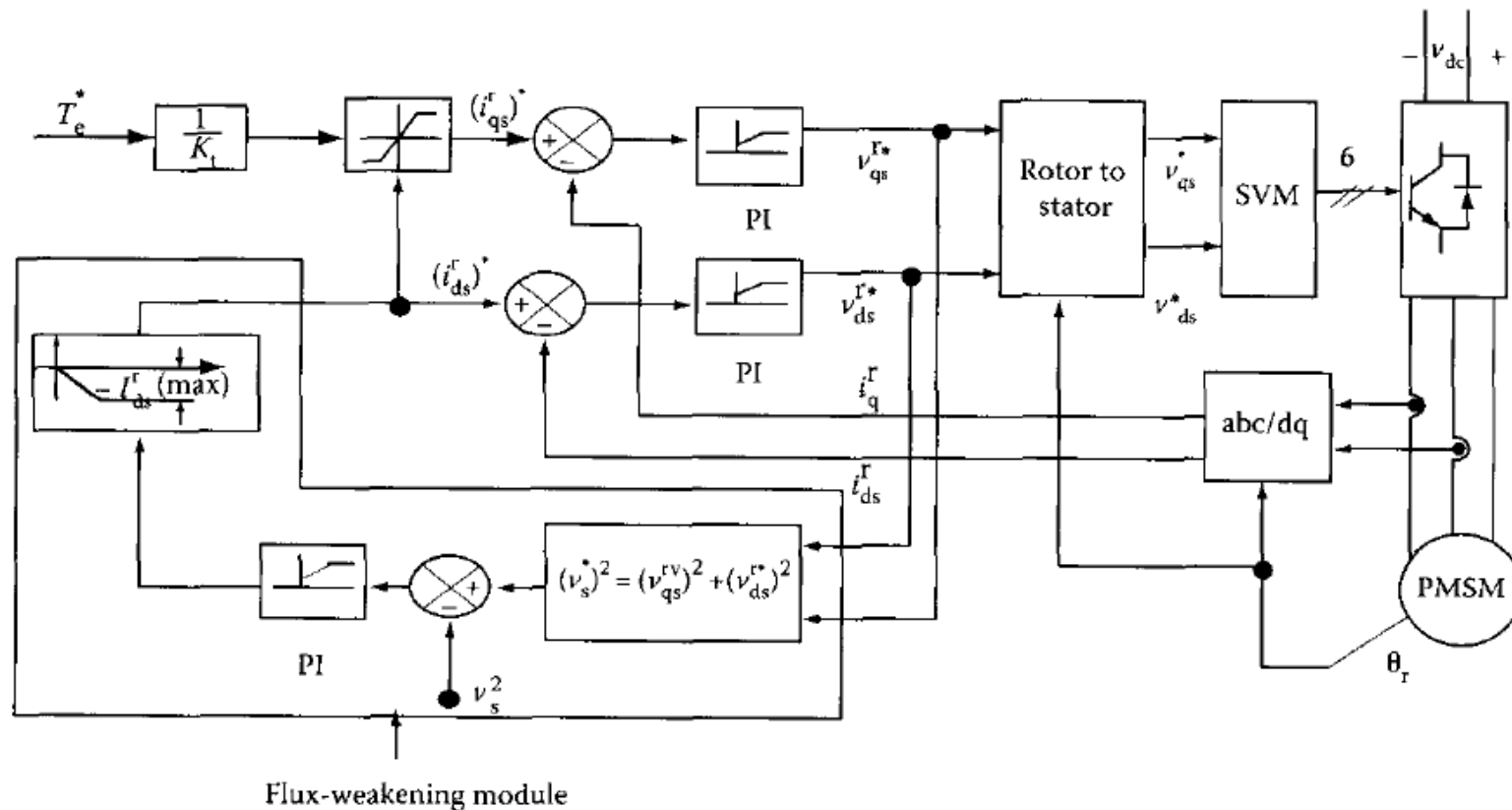
➤ روش تضعیف شار مستقل از مدل موتور

- ✓ حساسیت به پارامترهای موتور می تواند در روشهای تضعیف شار بر مبنای مدل در برخی موارد مشکل آفرین باشد که به این دلیل روشهای تضعیف شار مستقل از مدل نیز مورد توجه قرار گرفته اند.
- ✓ در این روش ها، دیگر از روابط مدل استفاده نمی شود و هدف آن است که در سرعتهای بالاتر از سرعت نامی، ولتاژ از حد مجازش بالاتر نرود.
- ✓ برای آنکه به ولتاژ بالاتر نیازی نباشد، باید ولتاژ داخلی موتور (E) اضافه نشود و برای این منظور شار کاهش می یابد.
- ✓ برای کاهش شار، مولفه d جریان استاتور i_{ds} مقدار منفی می گیرد و برای این منظور باید ولتاژ مولفه d استاتور v_{ds} افزایش یابد.
- ✓ از طرفی برای ثابت ماندن ولتاژ استاتور لازم است تا مولفه v_{qs} کاهش یابد.
- ✓ لذا کفایت جهت تعیین مقدار مرجع جریان محور d از یک حلقه کنترل ولتاژ استفاده شود.

□ کنترل موتور PMSM به روش Field Weakening

➤ روش تضعیف شار مستقل از مدل موتور

- ✓ شکل زیر بلوک دیاگرام روش تضعیف شار مستقل از مدل موتور را نشان می دهد.
- ✓ برای فیدبک ولتاژ نیازی به اندازه گیری مقادیر واقعی ولتاژهای دو محور d و q نیست و می توان خروجی کنترلرهای جریان در دستگاه dq را در نظر گرفت.
- ✓ برای اختصار، حلقه کنترل سرعت این سیستم رسم نشده است.

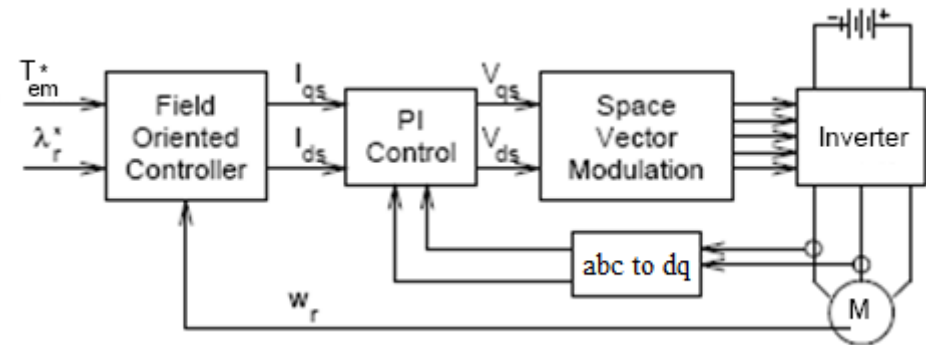


Flux-weakening module

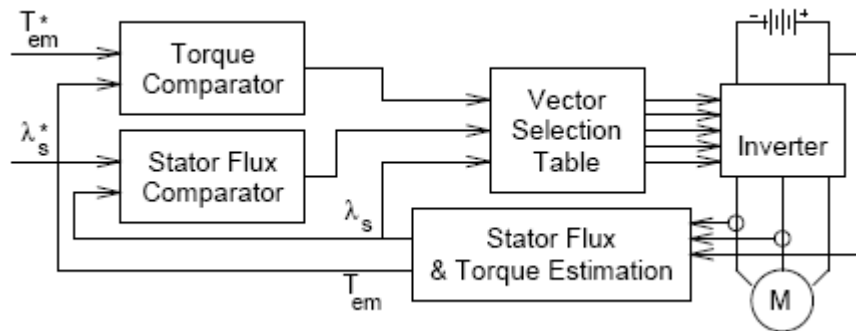
بلوک دیاگرام سیستم کنترل با قابلیت کاهش شار با رویکرد مستقل از مدل

مقایسه روش کنترل برداری و روش کنترل مستقیم گشتاور

- ✓ مطابق شکل (الف)، برای جهت دهی شار در روش کنترل برداری نیاز به استفاده از تبدیلات ۳ به ۲ و تبدیل بین دستگاهها است.
- ✓ علاوه بر آن در روش کنترل برداری برای تنظیم سرعت، حداقل نیاز به سه کنترل کننده که معمولا از نوع PI هستند، می باشد.
- ✓ اما در روش کنترل مستقیم گشتاور، با سوئیچینگ مناسب اینورتر، گشتاور و شار بصورت مستقیم کنترل خواهند شد. لذا از دو کنترل کننده (شار و گشتاور) بیشتر استفاده نمی شود.
- ✓ نکته مهم تر در روش DTC آنست که کنترلرهای مورد استفاده از ساده ترین نوع کنترلرها یعنی از نوع هیستریزس هستند.

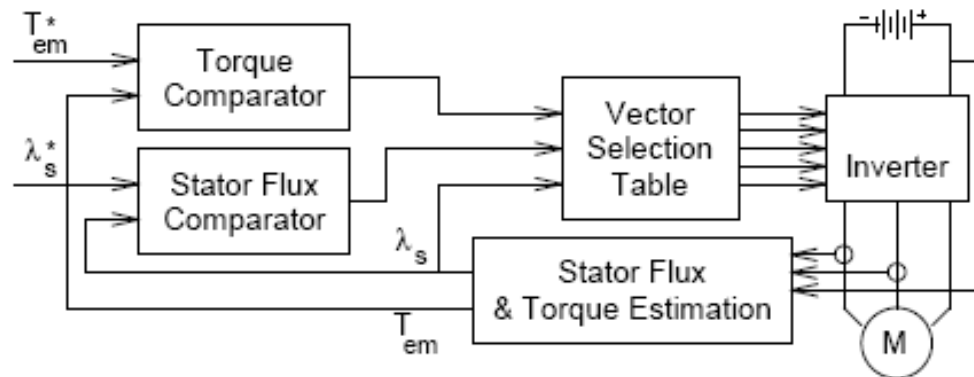


(الف) کنترل گشتاور موتور PMSM به روش کنترل برداری



(ب) کنترل گشتاور موتور PMSM به روش کنترل مستقیم گشتاور

- ✓ کنترل مستقیم شار و گشتاور
- ✓ کنترل غیرمستقیم جریان استاتور
- ✓ عملکرد دینامیکی بسیار بالا و پاسخ خیلی سریع حتی در حالت راه اندازی
- ✓ عدم نیاز به تبدیلات dq و عکس آنها
- ✓ عدم وجود مدولاتورهای ولتاژ و کنترلرهای PID (در نوع جدول سوئیچینگ)
- ✓ کلیدزنی سوئیچها به روش مدولاسیون بردار فضایی (SVM) Space Vector Modulation
- ✓ نیاز به تخمین گرهای شار و گشتاور
- ✓ فرکانس سوئیچینگ بالا در اینورتر
- ✓ وجود ریبهای دائمی در گشتاور و شار
- ✓ مشکلات احتمالی در راه اندازی



بلوک دیاگرام روش کنترل مستقیم گشتاور



□ کنترل مستقیم گشتاور موتور PMSM

➤ انواع مختلف روش های کنترل مستقیم گشتاور

□ روشهای مطرح شده DTC از نقطه نظر فرکانس سوئیچینگ اینورتر به دو دسته زیر تقسیم می شود:

- استراتژی های با فرکانس سوئیچینگ متغیر
- استراتژی های با فرکانس سوئیچینگ ثابت

□ روش های با فرکانس سوئیچینگ متغیر که قدمت بیشتری نسبت به نوع دوم دارند عبارتند از:

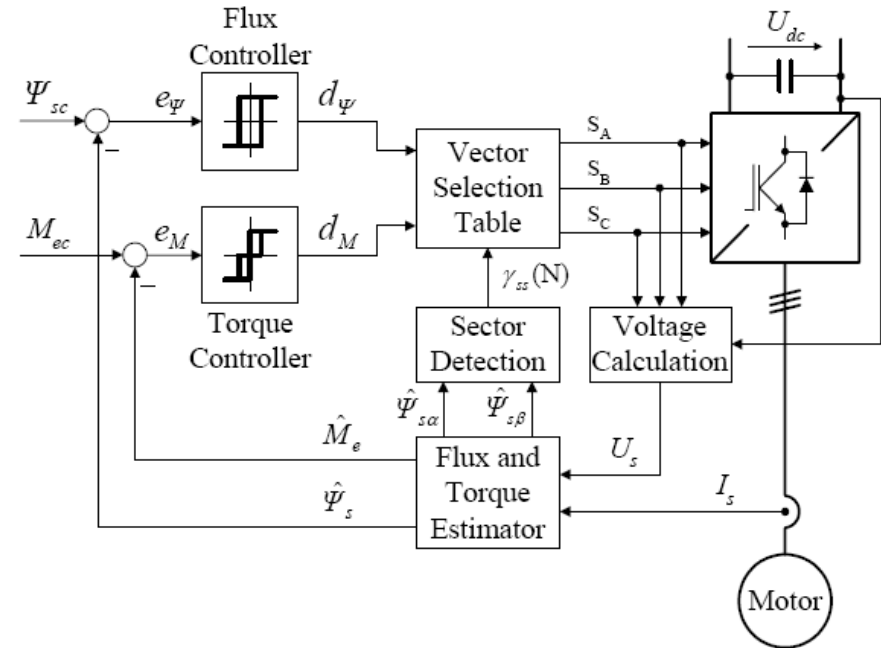
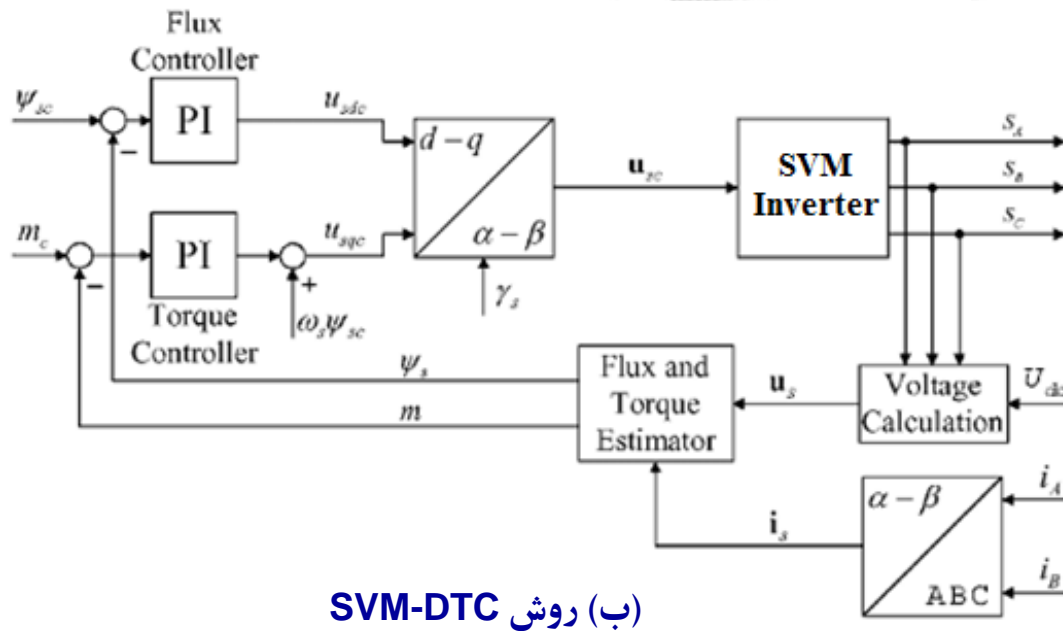
- کنترل مستقیم گشتاور مبتنی بر جدول سوئیچینگ یا **ST-DTC** (توسط تاکاهشی و نوگوچی در سال ۱۹۸۶)
- کنترل مستقیم گشتاور معروف کنترل خود تنظیم یا **DSC-DTC** (توسط دینبروک در سال ۱۹۸۸)

□ روش های با فرکانس سوئیچینگ ثابت:

- کنترل مستقیم گشتاور با باندهای هیستریزیس متغیر
- کنترل مستقیم گشتاور با مدولاسیون بردار فضایی (**SVM-DTC**)
- کنترل مستقیم گشتاور با مدل های پیش بین (**MPC-DTC**)

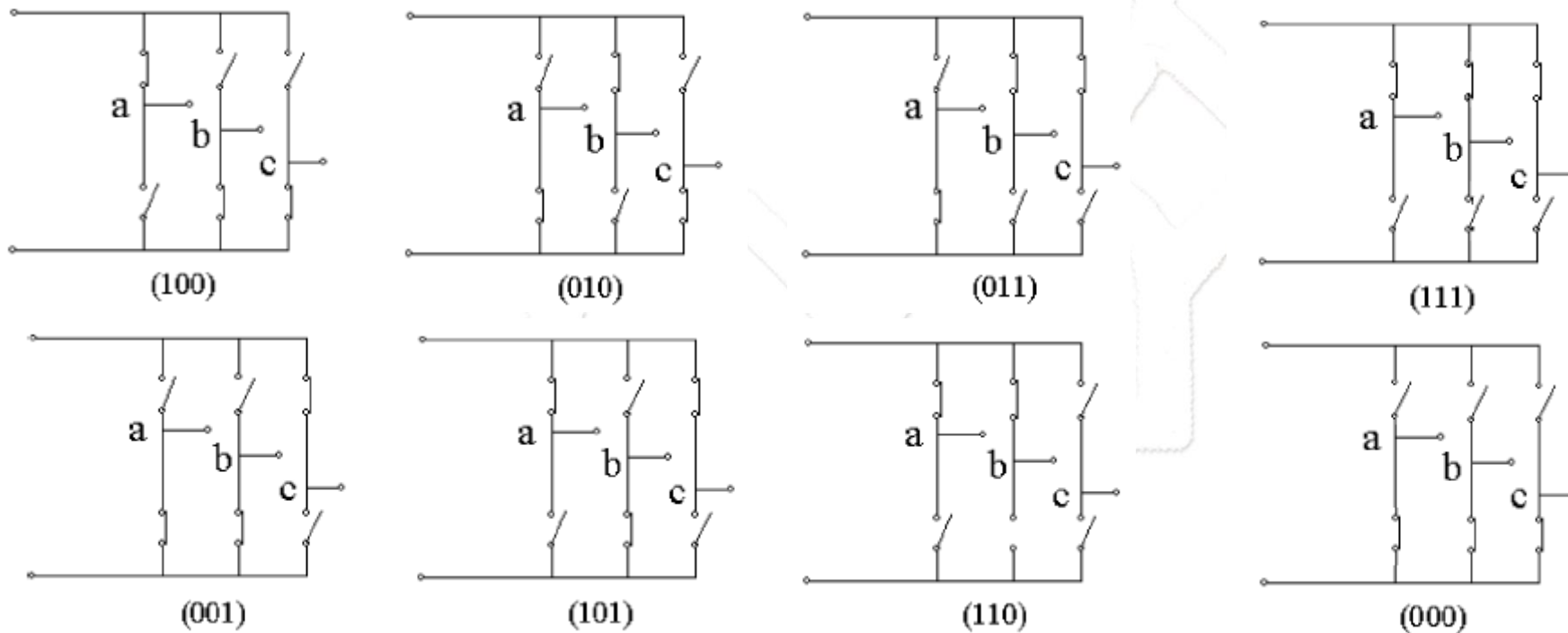
نکته: روشهای با فرکانس سوئیچینگ ثابت اگرچه توانستند مشکل متغیر بودن فرکانس سوئیچینگ را حل کنند اما در عوض به خاطر استفاده از روش های کنترل پیچیده تر، سادگی روش های فرکانس متغیر را که ویژگی اصلی کنترل مستقیم گشتاور بود از دست دادند.

در ادامه دو روش **ST-DTC** و **SVM-DTC** مطالعه می شوند.



- ✓ سوئیچینگ اینورتر در تمامی روش DTC با استفاده از بردارهای فضایی ولتاژ و یا روش مدولاسیون بردار فضایی (SVM) ولتاژ استاتور است.
- ✓ لذا قبل از پرداختن به این روش، ابتدا بردار ولتاژ فضایی برحسب حالات مختلف سوئیچینگ در اینورتر بیان می گردند.

- ✓ در کنترل موتورهای AC همچون PMSM و القایی، با توجه به شکل سینوسی ولتاژ ضدمحرکه فازها، جریان موتور همواره از سه فاز موتور عبور می کند. یعنی یک سوئیچ از نیمه بالایی اینورتر و دو سوئیچ از نیمه پائینی اینورتر و یا بالعکس.
- ✓ در مجموع ۶ حالت هدایت فعال بصورت زیر وجود خواهد داشت.
- ✓ دو حالت خاموش هم وجود دارد به نحویکه هر سه سوئیچ بالایی همزمان روشن هستند و یا هر سه سوئیچ پائینی.
- ✓ در مقداردهی به هر آرایش سوئیچها، عدد اول، دوم و سوم از طرف چپ به راست به ترتیب معادل فازهای a، b و c است. اگر سوئیچ بالایی هر آن ساق وصل باشد، عدد ۱ به آن اختصاص می یابد و اگر سوئیچ پائینی آن ساق وصل باشد، عدد صفر به آن داده می شود.



(الف) شش حالت سوئیچ ها در کنترل موتور PMSM در حالت هدایت جریان هر سه فاز

(ب) دو حالت خاموش یا غیر فعال

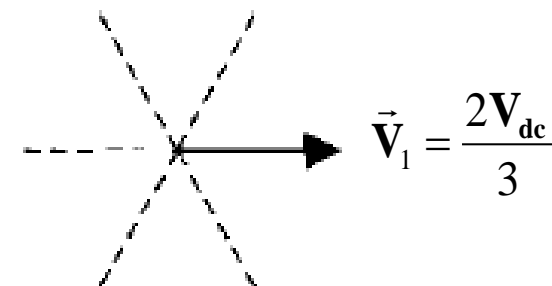
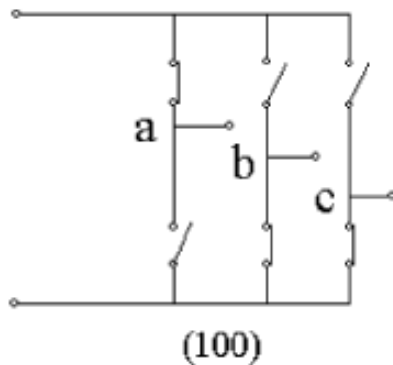
متناظر با هر آرایش از هشت آرایش سوئیچها، در صورتیکه حالت اینورتر را با عدد سه بیتی $S_a S_b S_c$ در نظر بگیریم (که S_x می تواند دو عدد 0 و 1 را اختیار نماید)، می توان فازور بردار فضایی ولتاژ استاتور را به صورت زیر تعریف نمود:

$$\vec{V}_s = \frac{2V_{dc}}{3} \left(S_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} \times S_b + e^{j\frac{4\pi}{3}} \times S_c \right) \quad (42)$$

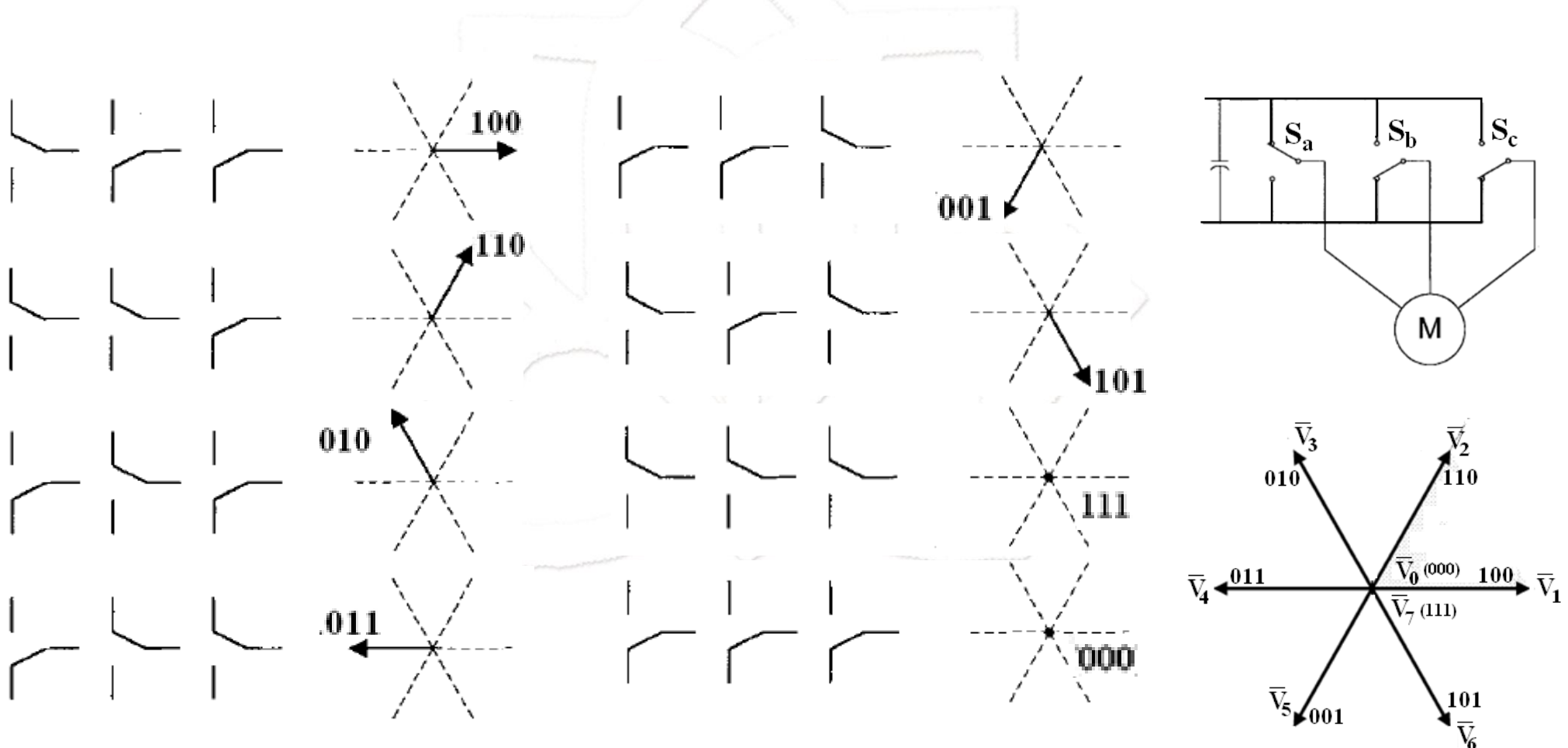
برای مثال برای حالت سوئیچینگ 100 که معادل مدار زیر است، بردار فضایی ولتاژ V_s برابر است با:

$$\vec{V}_s = \frac{2V_{dc}}{3} \left(1 + e^{j\frac{2\pi}{3}} \times 0 + e^{j\frac{4\pi}{3}} \times 0 \right) = \frac{2V_{dc}}{3} \equiv \vec{V}_1 \quad (43)$$

در این حالت بردار ولتاژ بدست آمده را V_1 نام نهاده، که جهت آن در شکل زیر نمایش داده شده است:



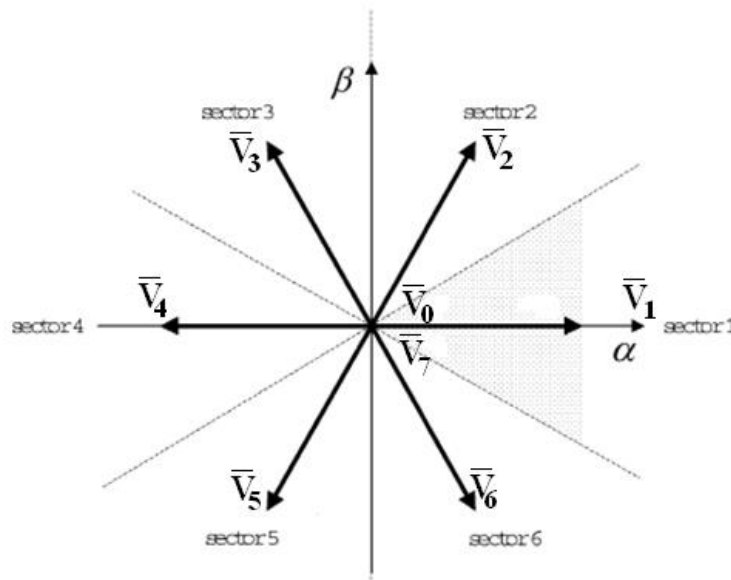
- ✓ بدین ترتیب با جایگذاری حالات مختلف کلیدزنی فعال (به غیر از 000 و 111) در عبارت زیر، شش بردار برای بردار ولتاژ استاتور مطابق شکل های زیر بدست خواهند آمد:
- ✓ برای دو حالت غیرفعال 000 و 111، بردار ولتاژ دامنه صفر خواهد داشت که به آن بردارهای ولتاژ خنثی گویند.



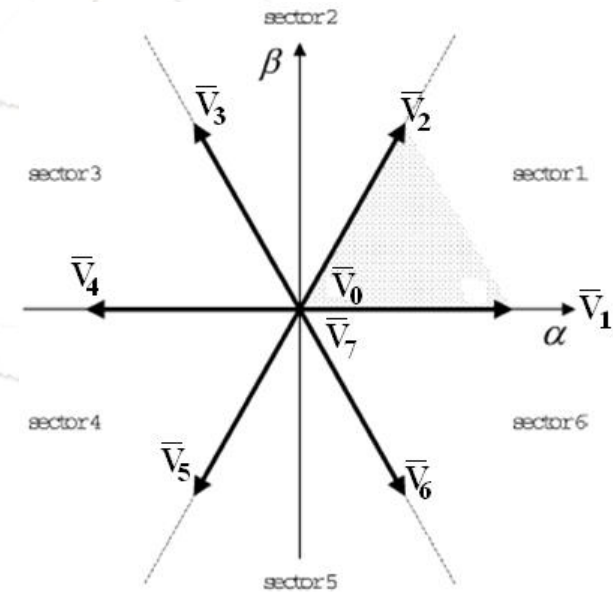
✓ بردارهای ولتاژ شش گانه به فاصله ۶۰ درجه از یکدیگر قرار دارند و ناحیه ۳۶۰ درجه ای صفحه را به شش ناحیه ۶۰ درجه تقسیم می کنند.

✓ البته می توان این شش ناحیه را به دو حالت زیر در نظر گرفت:

- (۱) **بصورت شش وجهی (Hexagonal):** در این حالت مرز نواحی، بردارهای ولتاژ هستند. این حالت برای روش مدولاسیون PWM به روش SVM در اینورترهای VSI و استراتژی های مختلف کنترلی استفاده می شود.
- (۲) **بصورت دایره ای (Circular):** در این حالت، بردارهای ولتاژ در وسط هر ناحیه قرار می گیرند. این حالت فقط برای استراتژی کنترل مستقیم گشتاور به روش جدول سوئیچینگ (یا ST-DTC) مورد استفاده قرار می گیرد.

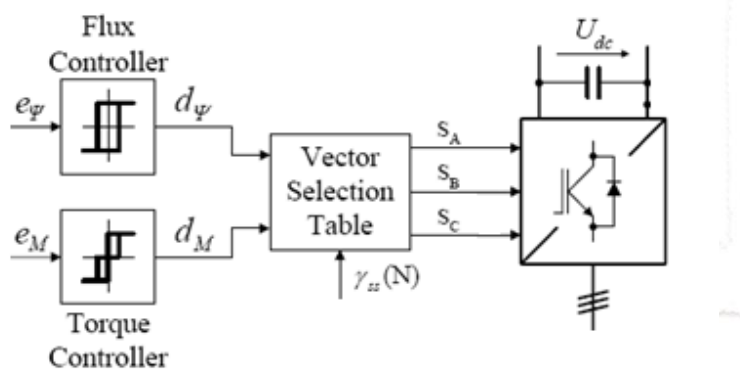


(ب) تعریف نواحی برداری بصورت دایره ای

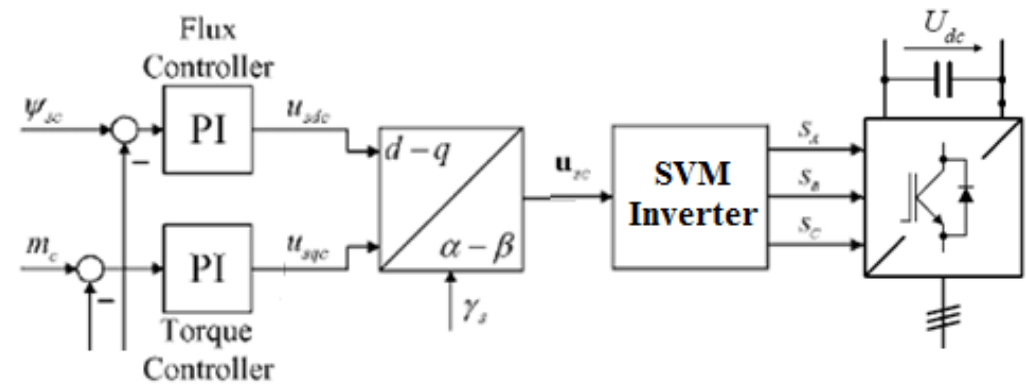


(الف) تعریف نواحی برداری بصورت شش وجهی

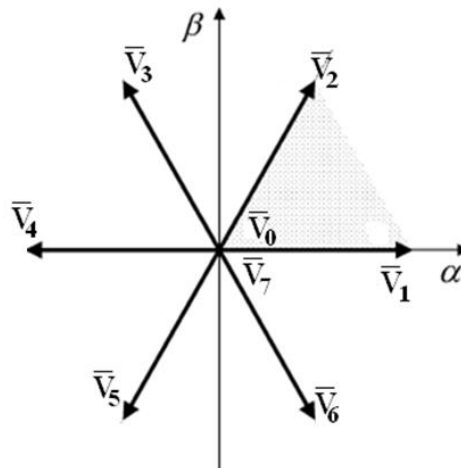
- ✓ در روش DTC پایه ای یا DTC برمبنای جدول سوئیچینگ، برمبنای فرمانی که کنترل کننده های شار و گشتاور می دهند، در هر لحظه از زمان، یکی از بردارهای ولتاژ هشت (شش) گانه انتخاب می شود.
- ✓ اما در روش SVM-DTC، کنترل کننده های شار و گشتاور، بردار مرجع ولتاژ استاتور را می سازند و برای ایجاد این بردار ولتاژ از مدولاسیون PWM بردار فضایی که در ادامه می آید استفاده می شود.



(الف) استفاده از بردارهای ولتاژ در روش ST-DTC



(ب) استفاده از بردار ولتاژ مرجع استاتور در روش SVM-DTC



✓ در روش مدولاسیون بردار فضایی (SVM) می توان فازور بردار ولتاژ استاتور مورد نیاز (شامل اندازه و فاز) را با سوئیچینگ مناسب بین دو بردار ولتاژ نزدیکتر به بردار ولتاژ موردنیاز، ایجاد نمود.

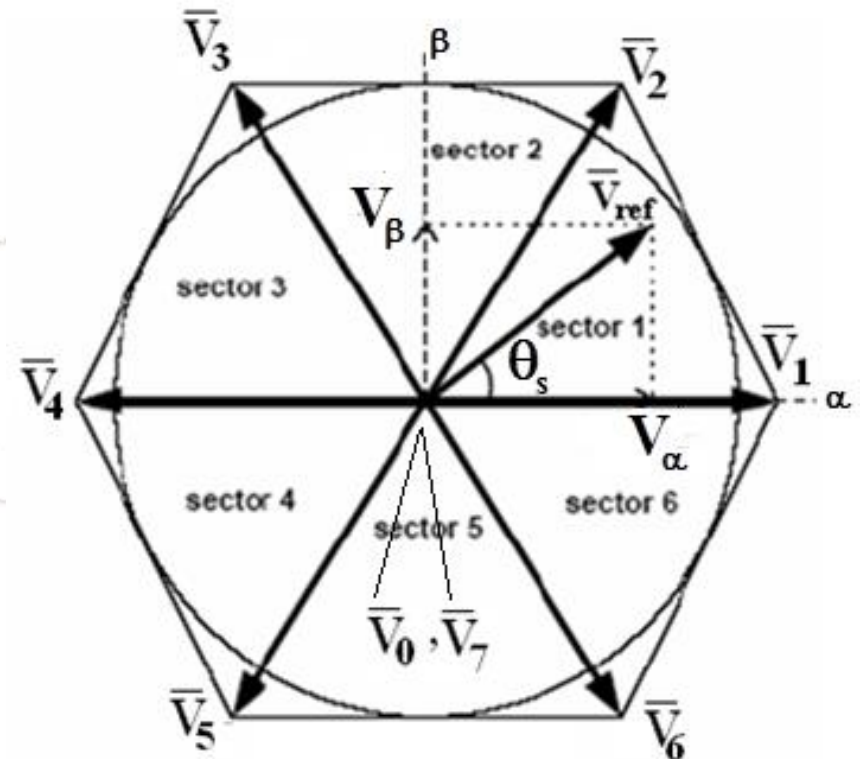
✓ بردار ولتاژ مرجع (یا مولفه های آن یعنی V_α و V_β) را سیستم کنترل (مثلا سیستم کنترل برداری یا سیستم کنترل مستقیم گشتاور) بوجود می آورد.

$$\vec{V}_{ref} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_a + aV_b + a^2V_c); \quad (a = e^{j2\pi/3}) \quad (44)$$

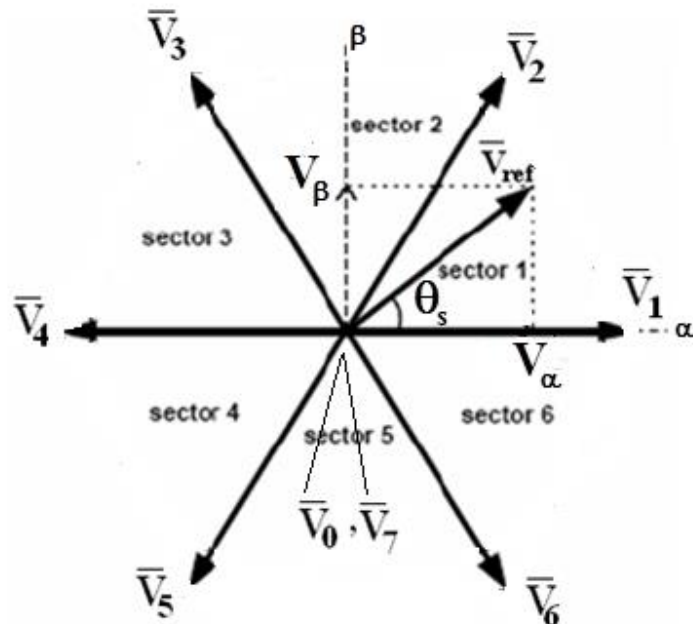
$$|\vec{V}_{ref}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (45)$$

$$\theta_s = \tan^{-1}\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \quad (46)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (47)$$



- ✓ برای مثال در شکل زیر، برای ایجاد ولتاژ مرجع دلخواه با فازور V_{ref} ، باید سوئیچینگ اینورتر به نحوی انجام شود که ولتاژ بوجود آمده در ناحیه ۱ قرار گیرد.
- ✓ به عبارت دیگر، با تغییر حالت (سوئیچینگ) سریع بین دو بردار ولتاژ مجاور V_{ref} (یعنی بردارهای V_1 و V_2) می توان به این منظور دست یافت.
- ✓ این تغییر حالت با فرکانس بالای f_s صورت می گیرد که به آن فرکانس سوئیچینگ گفته می شود و به معکوس آن یعنی T_s دوره تناوب سوئیچینگ گویند.
- ✓ برای این منظور، حالت سوئیچینگ به اندازه زمان مناسب $2T_1$ ، متناظر با ولتاژ V_1 بوده و به اندازه زمان مناسب $2T_2$ متناظر با بردار ولتاژ V_2 می باشد. بقیه زمان باقیمانده از T_s (یعنی $2T_0$) را در یکی آرایشهای متناظر با حالت بردارهای خنثای V_0 یا V_7 قرار خواهد داشت.



$$T_s = \frac{1}{f_s} = 2T_1 + 2T_2 + 2T_0 \quad (48)$$

تعیین زمانهای کلیدزنی متناظر با هر بردار در اینورتر SVM

❖ سؤال: چگونه زمانهای کلیدزنی T_1 و T_2 تعیین می شوند؟

✓ برای تعیین مقادیر زمانی T_1 و T_2 از خاصیت برابر بودن شار در دو حالت استفاده از بردارهای \vec{V}_1 ، \vec{V}_2 و استفاده مستقیم از بردار \vec{V}_{ref} استفاده می گردد. به عبارت دیگر به دلیل کوچک بودن زمان و دامنه ولتاژ، تغییر شاری نباید در ابتدا و انتهای دوره تناوب سوئیچینگ وجود داشته باشد.

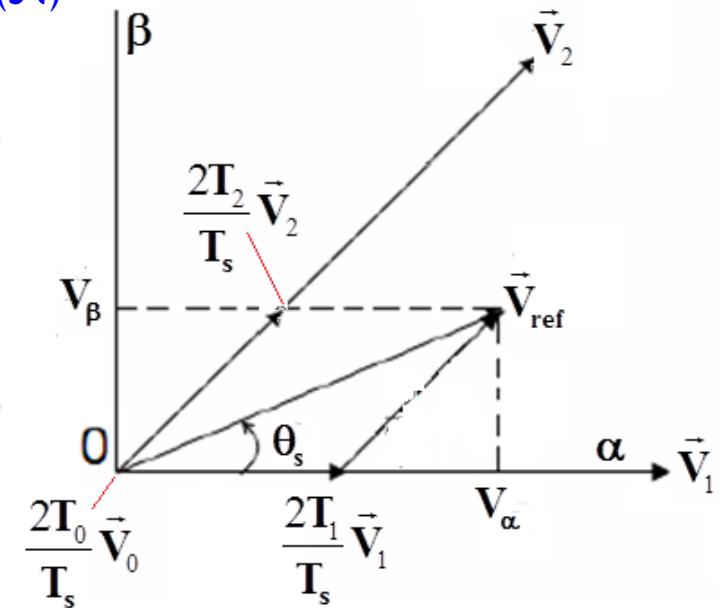
$$\vec{\Psi} = \int_0^{T_s} \vec{V}_{ref} dt \Rightarrow \int_0^{T_s} \vec{V}_{ref} dt = \int_0^{2T_1} \vec{V}_1 dt + \int_{2T_1}^{2T_1+2T_2} \vec{V}_2 dt + \int_{2T_1+2T_2}^{T_s} \vec{V}_0 dt \quad (49)$$

$$\Rightarrow T_s \cdot \vec{V}_{ref} = 2T_1 \cdot \vec{V}_1 + 2T_2 \cdot \vec{V}_2 \quad (50)$$

$$\Rightarrow T_s \cdot |V_{ref}| \begin{bmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{bmatrix} = 2T_1 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + 2T_2 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix}$$

$$(0 \leq \theta_s \leq 60^\circ)$$

(51)



تعیین زمانهای کلیدزنی متناظر با هر بردار در اینورتر SVM

✓ از تساوی ماتریسی بدست آمده نتیجه می شود:

$$T_1 = \frac{T_s}{2} \cdot a \frac{\sin(\pi/3 - \theta_s)}{\sin(\pi/3)} \quad (52)$$

$$T_2 = \frac{T_s}{2} \cdot a \frac{\sin(\theta_s)}{\sin(\pi/3)} \quad (a = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\frac{2}{3} V_{dc}}) \quad (53)$$

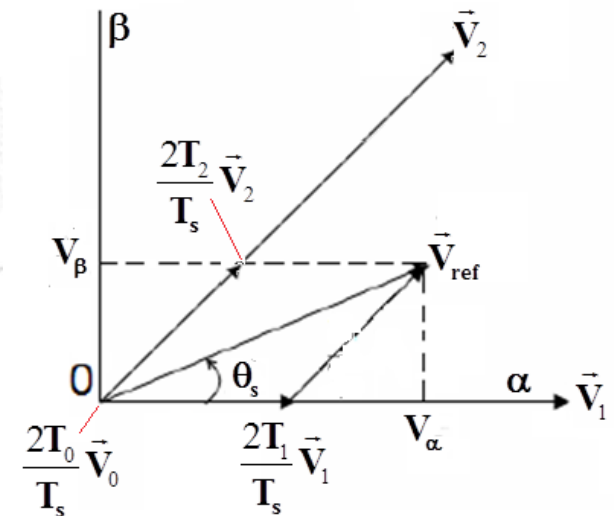
$$T_0 = \frac{T_s}{2} - (T_1 + T_2) \quad (54)$$

✓ در حالت کلی در هر ناحیه k (k=1-6)، زمانهای سوئیچینگ T_0 ، T_1 و T_2 مربوط به آن ناحیه برابرند با:

$$T_1 = \frac{T_s}{2} \cdot a \frac{\sin(k\pi/3 - \theta_s)}{\sin(\pi/3)}; \quad (0 \leq \theta_s \leq \pi/3) \quad (55)$$

$$T_2 = \frac{T_s}{2} \cdot a \frac{\sin(\theta_s - (k-1)\pi/3)}{\sin(\pi/3)} \quad (a = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\frac{2}{3} V_{dc}}) \quad (56)$$

$$T_0 = \frac{T_s}{2} - (T_1 + T_2) \quad (57)$$

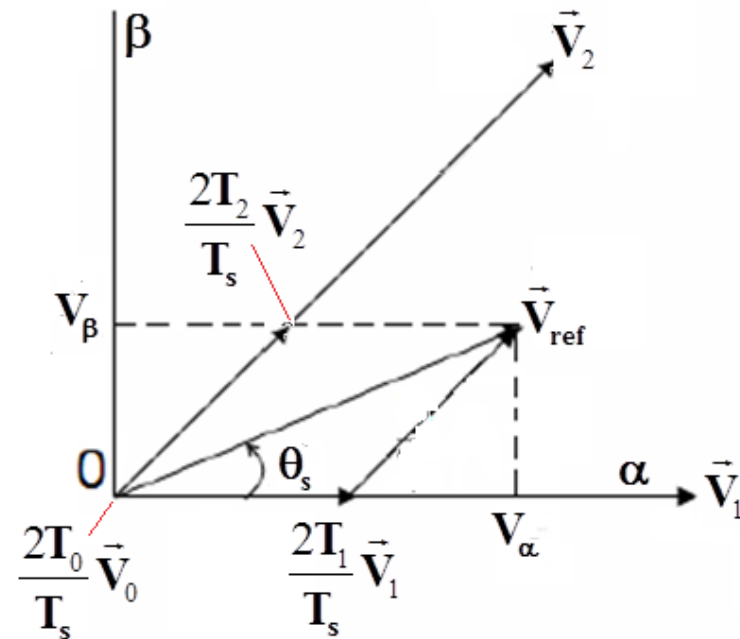
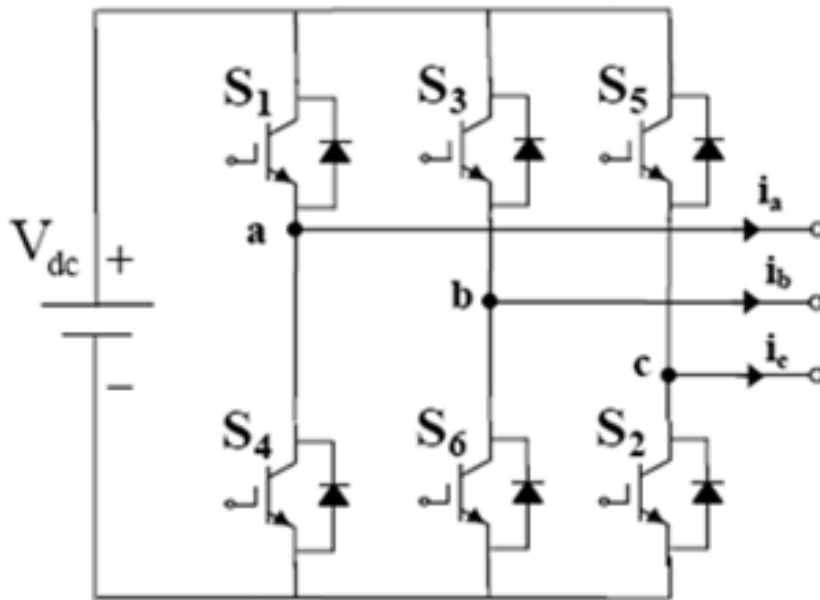




□ اینورتر منبع ولتاژ با مدولاسیون بردار فضایی (SVM)

➤ تعیین زمانهای کلیدزنی متناظر با هر بردار در اینورتر SVM

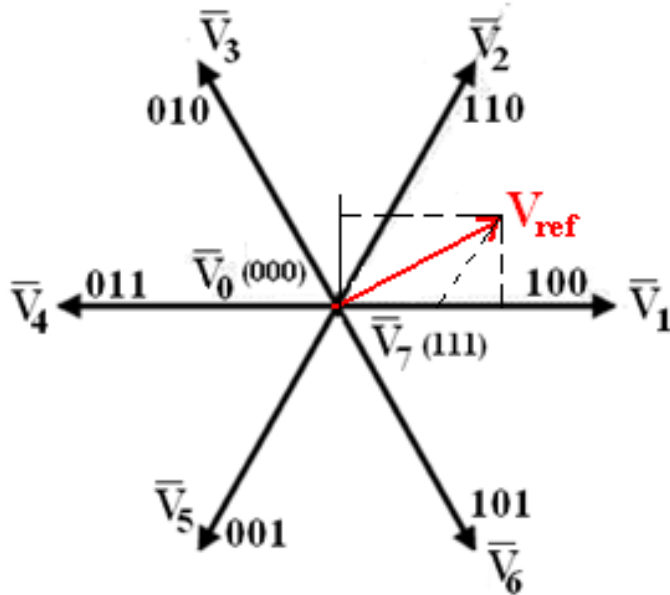
- ✓ حال سؤال این است که در هر ناحیه، هر سوئیچ چه مقدار زمان بر حسب T_1 ، T_2 و T_0 به دست آمده روشن خواهد بود؟
- ✓ دو روش برای کلیدزنی سوئیچها در اینورتر SVM وجود دارد: متقارن - نامتقارن
- ✓ در ادامه روش متقارن کلیدزنی سوئیچها ارائه می شود.



اینورتر منبع ولتاژ با مدولاسیون بردار فضایی (SVM)

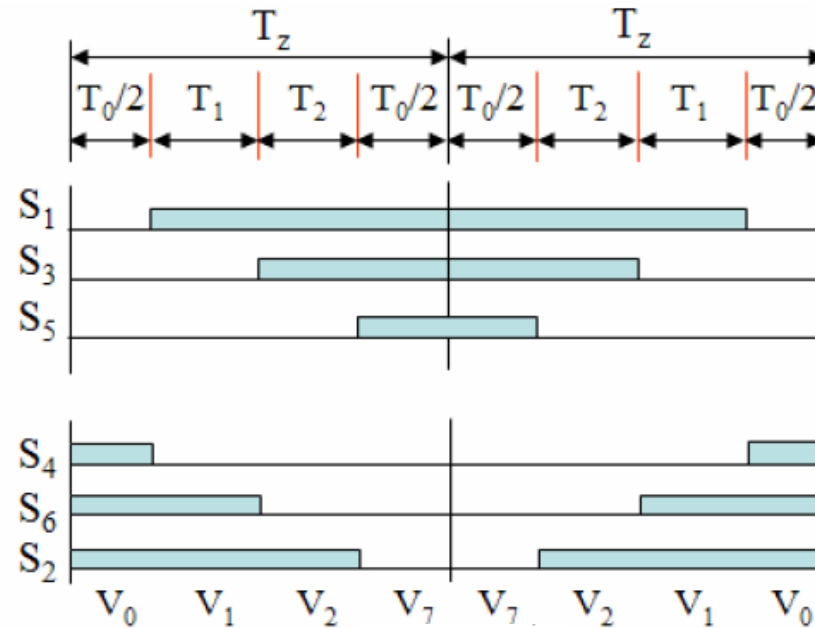
تعیین زمانهای کلیدزنی متناظر با هر بردار در اینورتر SVM

- ✓ مطابق با شکل بردارهای ولتاژ، اگر بردار ولتاژ مرجع در ناحیه ۱ و بین دو بردار $V_1(100)$ و $V_2(110)$ قرار داشته باشد،
 - سوئیچ S_1 همواره یک است و لذا زمان روشن بودن آن $(T_s = 2T_z = 2T_1 + 2T_2 + T_0)$ خواهد بود.
 - سوئیچ S_3 نیز صفر (قطع) و یک (وصل) می شود که زمان قطع بودن آن $2T_1 + T_0$ و زمان وصل بودن آن $T_0 + 2T_2$ است.
 - سوئیچ S_5 نیز به مدت $T_0 + 2T_1 + 2T_2$ قطع است.
 - سوئیچ های S_4, S_6, S_2 و نیز مکمل سوئیچ های S_1, S_3, S_5 هستند.
- ✓ شکل زیر پالسهای اعمالی به هر سوئیچ را برای ناحیه ۱ نشان می دهد.



(upper)

(lower)

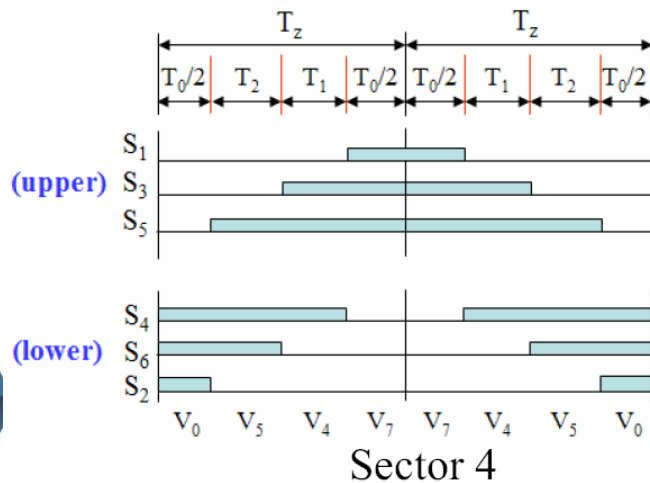
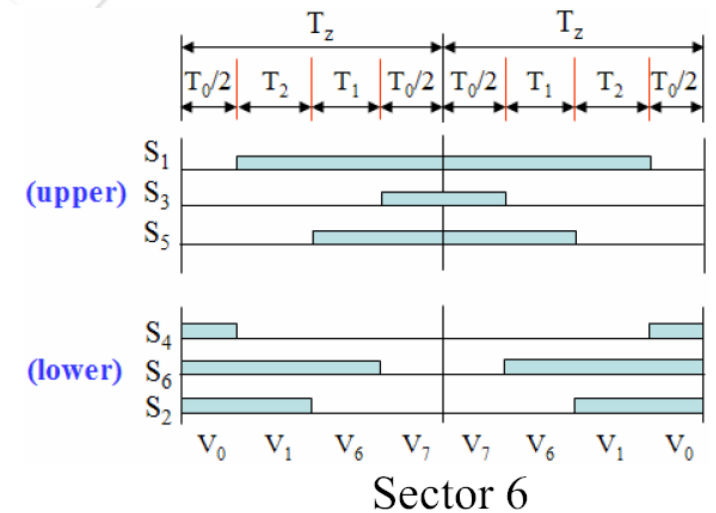
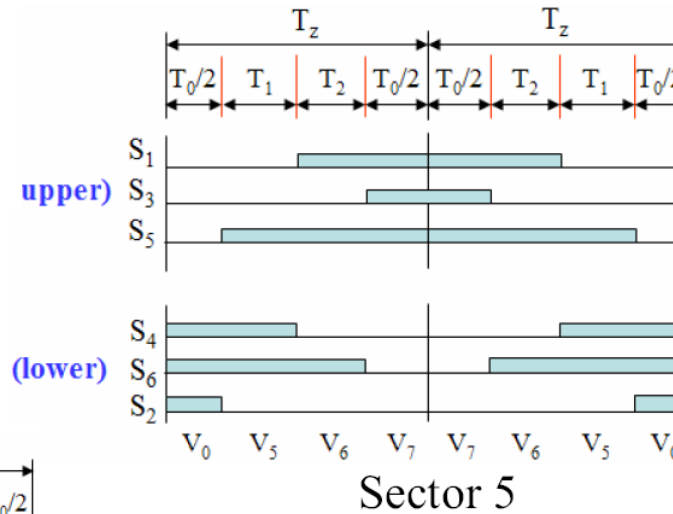
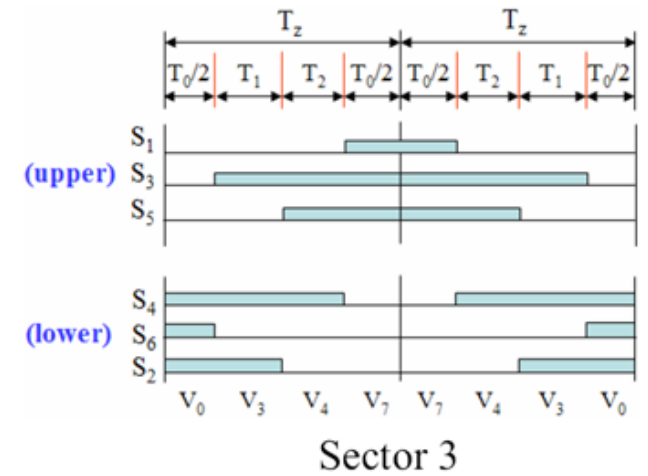
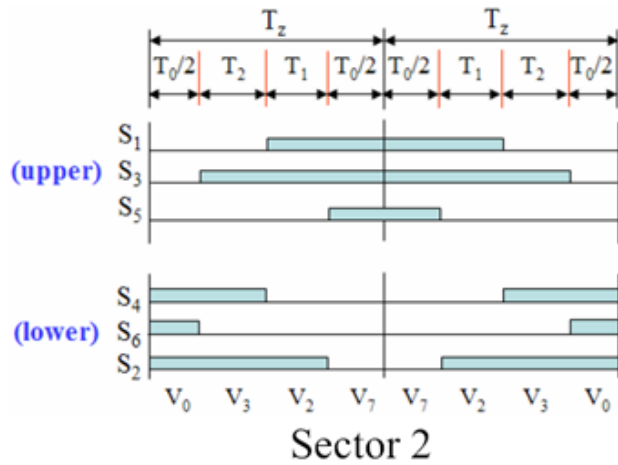


Sector 1



تعیین زمانهای کلیدزنی متناظر با هر بردار در اینورتر SVM

✓ به طریق مشابه، پالسهای فرمان کلیدزنی سوئیچها در ناحیه های دیگر نیز قابل تعیین هستند که نتایج در شکلهای آورده شده اند.





اینورتر منبع ولتاژ با مدولاسیون بردار فضایی (SVM)

تعیین زمانهای کلیدزنی متناظر با هر بردار در اینورتر SVM

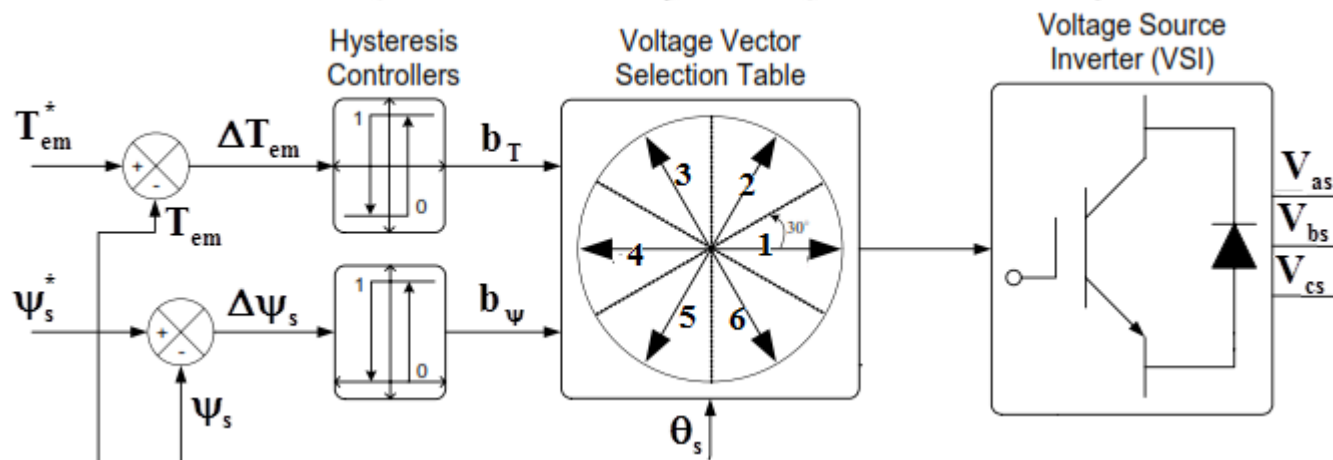
جدول زیر نیز پالسهای فرمان کلیدزنی سوئیچها در ناحیه های مختلف در **نصف دوره سوئیچینگ** در اینورتر SVM را خلاصه نموده است.

Switching sequence table

Sector	Upper Switches (S_1, S_3, S_5)	Lower Switches (S_4, S_6, S_2)
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
2	$S_1 = T_1 + T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_4 = T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
3	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_0 / 2$
4	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_0 / 2$
5	$S_1 = T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_0 / 2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_2 + T_0 / 2$

تمام زمانهای آورده شده در جدول روبرو باید در ۲ ضرب شوند تا با الگوهای کلیدزنی اسلاید قبل مطابقت داده شوند.

- ✓ اشاره گردید که در روش DTC شار و گشتاور مستقیماً کنترل می شوند.
- ✓ به عبارت دیگر از خطای شار و گشتاور ایجاد شده توسط مقایسه گرهای شار و گشتاور مستقیماً برای سوئیچینگ اینورتر استفاده می شود.



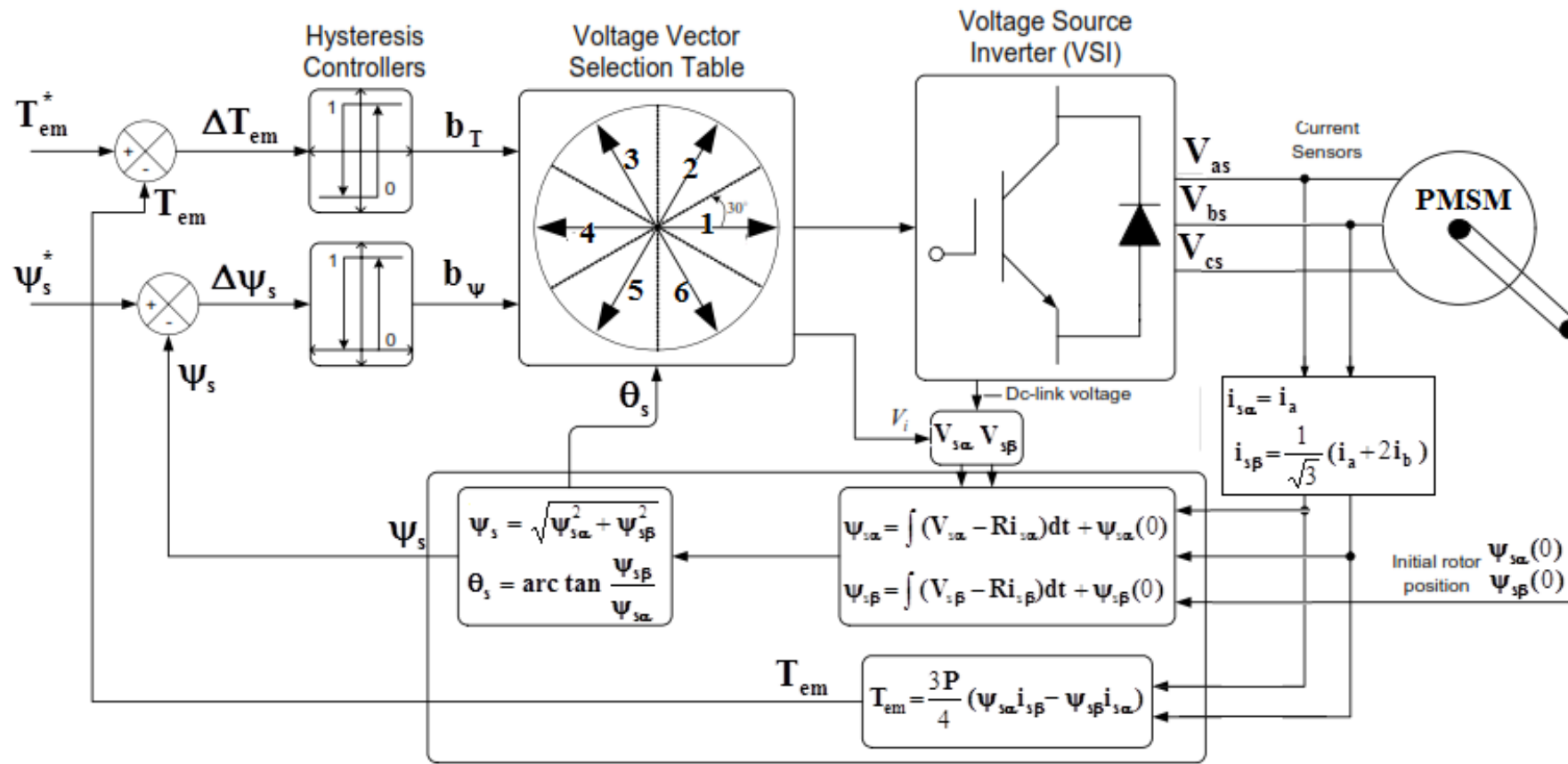
کنترلرهای شار و گشتاور در روش DTC جهت ایجاد بردار ولتاژ مناسب

- ✓ کنترلرهای هیستریزیس، علامت تغییرات شار و گشتاور، یعنی نیاز موتور به افزایش شار/گشتاور و یا کاهش آنها را در هر لحظه زمانی نشان می دهند.
- ✓ در بلوک جدول سوئیچینگ، بر حسب اینکه افزایش/کاهش مقادیر گشتاور/شار مورد نیاز باشد، سوئیچینگ مناسب انجام گیرد و به عبارتی کلیدهای مناسب وصل و یا قطع می گردند.
- ✓ در ادامه، منطق کلیدزنی در اینورتر و ارتباط آرایش کلیدزنی با افزایش/کاهش مقادیر گشتاور/شار توضیح داده می شوند.

کنترل مستقیم گشتاور پایه ای (ST-DTC) موتور PMSM

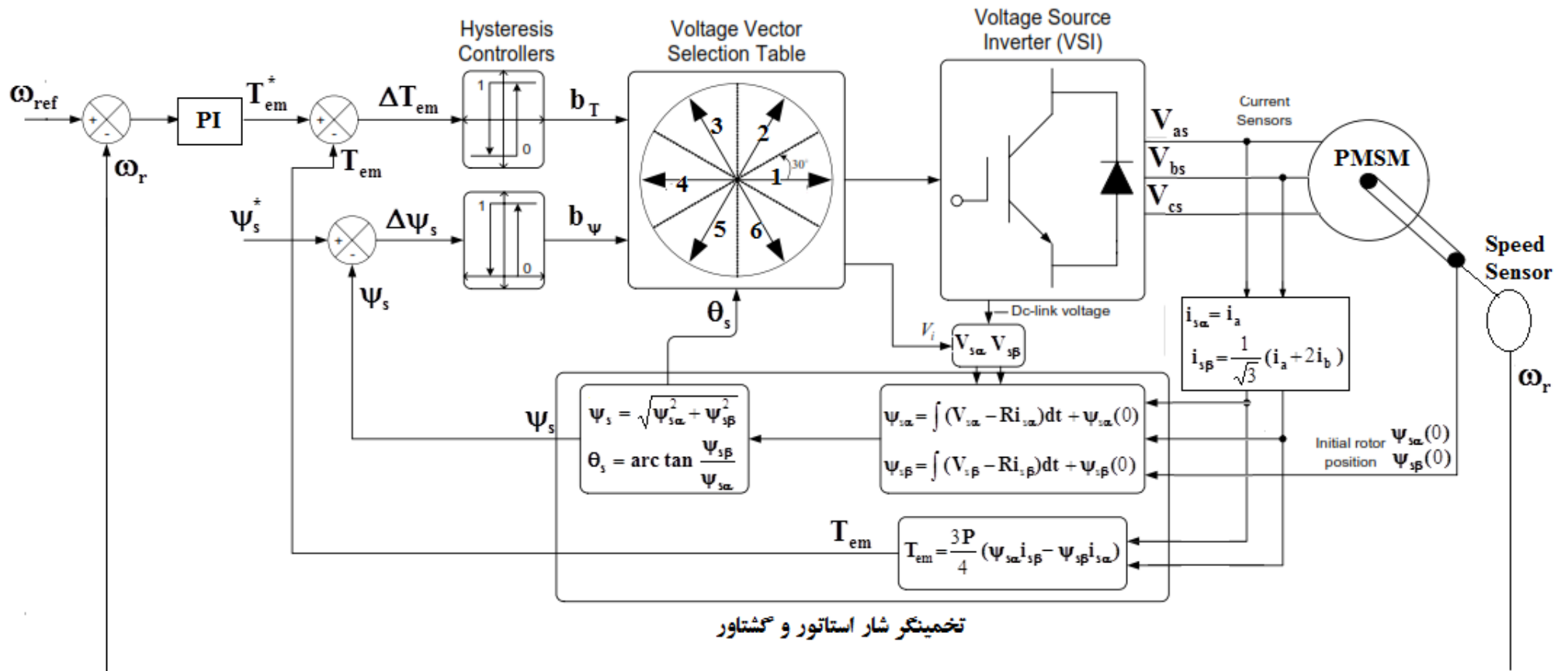
➤ بلوک دیاگرام روش DTC پایه

- ✓ روش DTC در حقیقت یک روش کنترل گشتاور موتور بطور مستقیم است.
- ✓ این روش برای اغلب موتورهای الکتریکی دارای ساختاری یکسان است.
- ✓ در روش DTC از دستگاه دو محوری ساکن $\alpha\beta$ استفاده می شود.



تخمینگر شار استاتور و گشتاور

- ✓ از روش DTC برای کنترل حلقه بسته سرعت نیز استفاده می شود.
- ✓ برای این منظور کافی است تا حلقه سرعت به سیستم DTC اضافه شود.
- ✓ کنترلر سرعت مورد استفاده اغلب از نوع PI است.



سیستم کنترل حلقه بسته سرعت موتور PMSM به روش DTC پایه (بر مبنای جدول سوئیچینگ یا ST-DTC)



✓ در روش DTC برای موتور PMSM نیز برای تنظیم مقدار لحظه ای شار استاتور از کنترلر هیستریزیس استفاده می شود و بر مبنای خطای شار مستقیماً به اینورتر فرمان داده می شود (و به عبارتی بردار ولتاژ مناسب انتخاب می شود)

✓ مشابه با قبل داریم:

$$\vec{\psi}_s = \int (\vec{V}_s - R\vec{i}_s) dt \quad (58)$$

✓ با توجه به آنکه در هر بازه سوئیچینگ، تنها یک بردار ولتاژ انتخاب می شود، خواهیم داشت:

$$\vec{\psi}_s = \vec{V}_s t - R \int \vec{i}_s dt + \vec{\psi}_s(0) \quad (59)$$

✓ با صرف نظر از افت ولتاژ اهمی استاتور خواهیم داشت:

$$\vec{\psi}_s = \vec{V}_s t + \vec{\psi}_s(0) \quad (60)$$

✓ و یا تغییرات شار استاتور در بازه زمانی کوچک سوئیچینگ از رابطه زیر حاصل می شود:

$$\Delta \vec{\psi}_s = \vec{V}_s \Delta t \quad (61)$$

✓ این رابطه بازگویی این مطلب است که با تغییر بردار ولتاژ خروجی اینورتر، می توان اندازه و جهت بردار شار استاتور را تغییر داد.

✓ حال سؤال این است که در هر سکتور، کدام بردار ولتاژ شار استاتور را افزایش و کدام یک آنرا کاهش می دهند؟

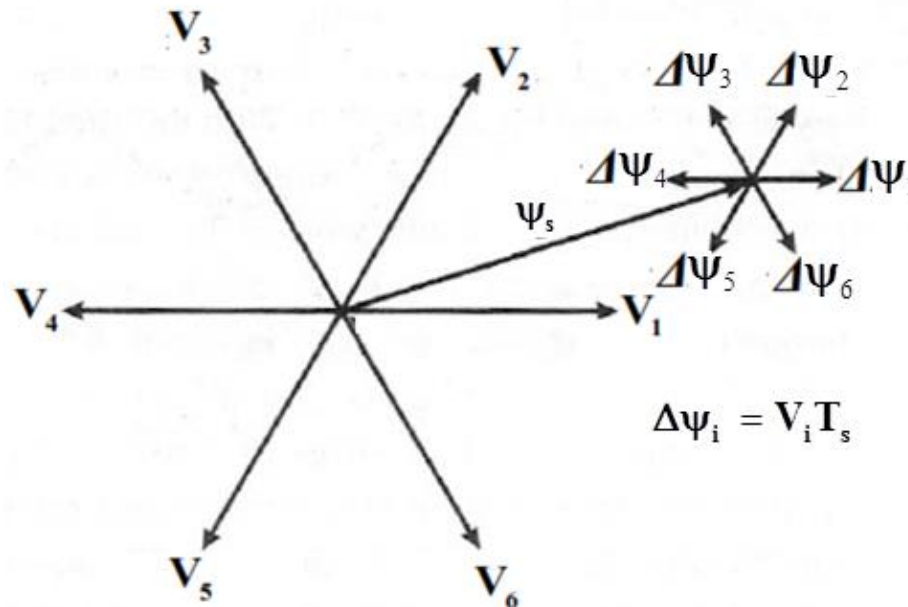
$$\Delta \vec{\Psi}_s = \vec{V}_s \Delta t \quad (61)$$

✓ همانطور که قبلا گفته شد در اینورتر SVM، تنها شش بردار ولتاژ فعال در راستاهای مختلف وجود دارند.

✓ لذا مطابق شکل زیر، برای تغییر راستای شار باید از یکی از بردارهای شش گانه ولتاژ استفاده نمود.

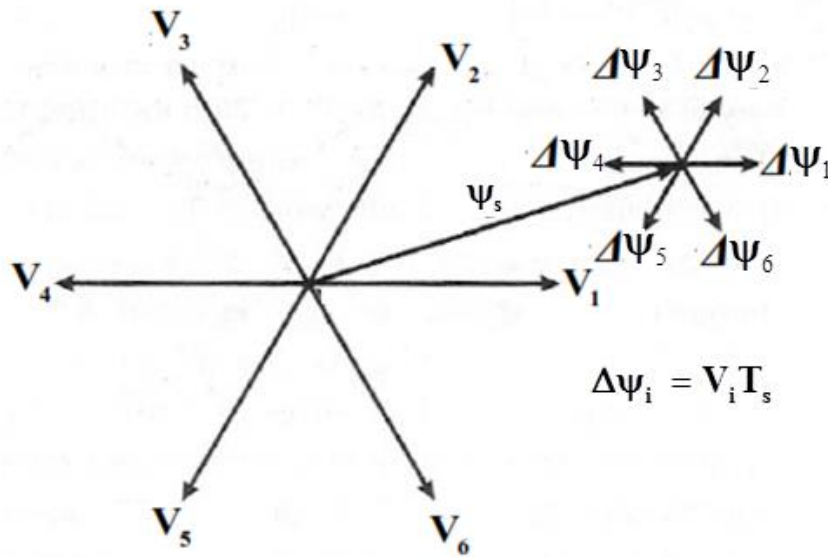
✓ به این نکته دقت شود که جهت شار فقط در یکی از این راستاهای شش گانه قابل تغییر است و قرار نیست شار در هر راستای دلخواهی بتواند برود.

✓ البته اگر پهنای باند هیستریزس کنترلر شار باریک تر انتخاب شود، شار در راستای مطلوب به نحو دقیق تری قرار می گیرد، که اینکار سبب افزایش فرکانس سوئیچینگ می گردد.



تغییر دامنه شار با انتخاب بردار ولتاژ مناسب

- ✓ مطابق شکل زیر، به عنوان مثال اگر بردار شار در ناحیه ۱ باشد، استفاده از بردارهای ولتاژ V_1, V_2, V_3 و V_6 سبب افزایش دامنه شار خواهند شد و استفاده از بردارهای V_3, V_4, V_5 سبب کاهش دامنه شار می گردد.
- ✓ لذا هرگاه، جهت بردار ولتاژ به جهت بیرون از دایره ای باشد که مرکز آن مبدا، و شعاع آن مقدار قبلی شار است، آن بردار ولتاژ سبب افزایش شار خواهد گردید و همینطور بالعکس.
- ✓ واضح است که در صورت قرار داشتن بردار شار در نواحی دیگر، ولتاژهای افزایش دهنده شار و کاهش دهنده شار با حالت فوق متفاوت خواهند بود.

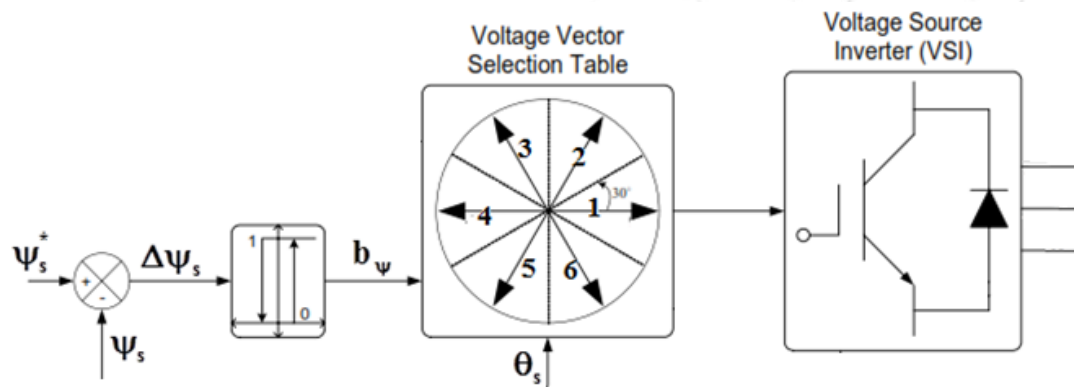


- ✓ در حالت کلی برای سکتور k ، بردارهای ولتاژ V_{k-1}, V_k و V_{k+1} سبب افزایش دامنه شار می گردند و بردارهای ولتاژ $V_{k+2}, V_{k-2}, V_{k+3}$ سبب کاهش شار خواهند گردید.

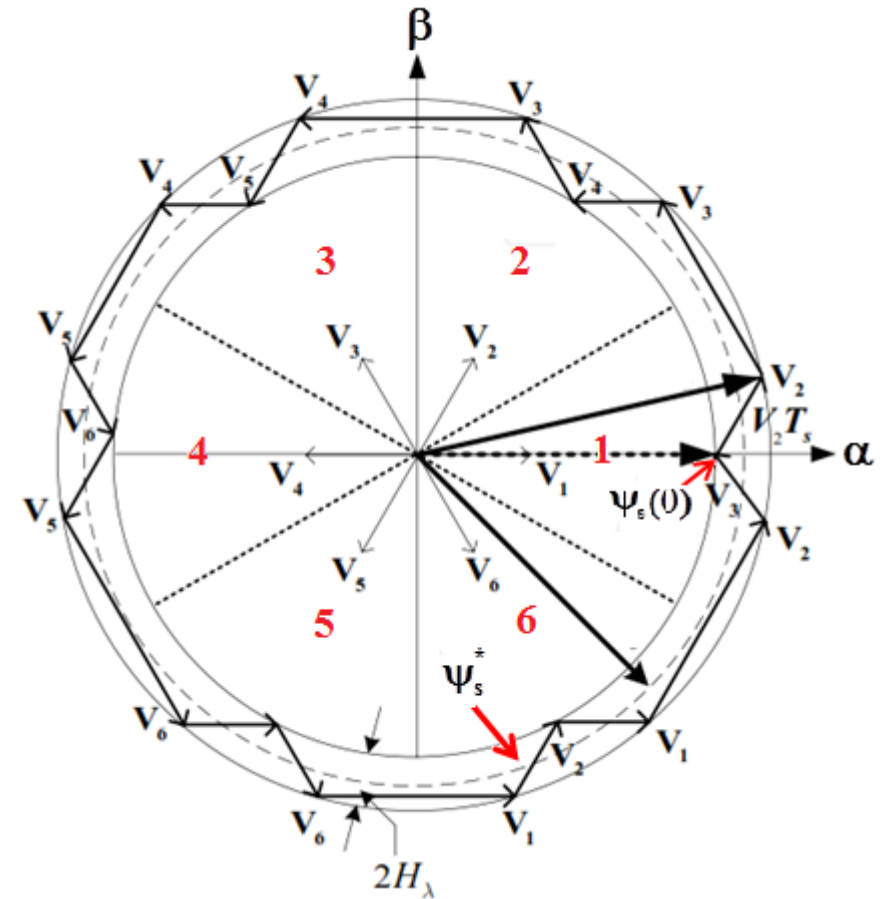
VOLTAGE VECTOR	INCREASE	DECREASE
Stator Flux	V_k, V_{k+1}, V_{k-1}	$V_{k+2}, V_{k-2}, V_{k+3}$

تغییر دامنه شار با انتخاب بردار ولتاژ مناسب

- ✓ کنترلر هیستریزس شار نیز همواره دامنه شار را در یک باند محدود می کند.
- ✓ نکته ای که وجود دارد آن است که علاوه بر کنترل شار، گشتاور هم باید کنترل شود و لذا فرمان دادن به اینورتر و انتخاب بردار ولتاژ مناسب باید کنترلر گشتاور را هم در نظر گرفت.



(الف) فرمان دادن به اینورتر توسط کنترلر هیستریزس شار برای قرار دادن مقدار شار واقعی استاتور حول مقدار مرجع آن



(ب) کنترل دامنه شار در باند هیستریزس حول مقدار مرجعش توسط کنترلر شار

✓ رابطه کلی گشتاور در ماشینهای الکتریکی به قرار زیر است:

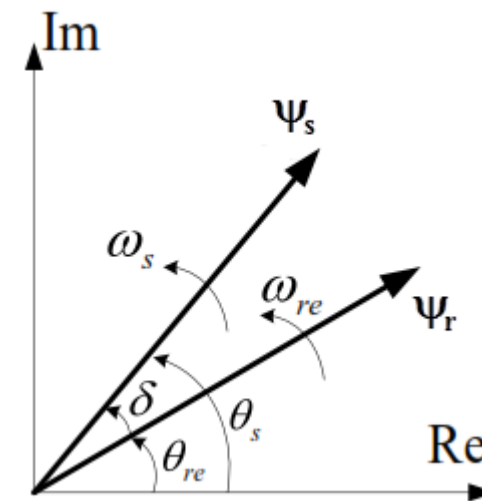
$$T_{em} = \frac{3P}{4L_d} |\psi_s| |\psi_r| \sin \delta = \frac{3P}{4L_d} |\psi_s| |\psi_m| \sin \delta \quad (62)$$

✓ مقدار شار روتور ناشی از آهنربای دائم بوده که ثابت می باشد.

✓ همچنین مقدار شار استاتور در رابطه فوق توسط کنترلر شار در مقدار مرجع خود تثبیت می شود.

✓ لذا برای تغییر مقدار گشتاور موتور در رابطه فوق، کافی است تا زاویه δ (زاویه بین این دو یا زاویه بار یا زاویه گشتاور) تغییر یابد.

$$\Delta T_{em} = \frac{3P}{4L_d} |\psi_s + \Delta \psi_s| |\psi_m| \sin \Delta \delta \quad (63)$$



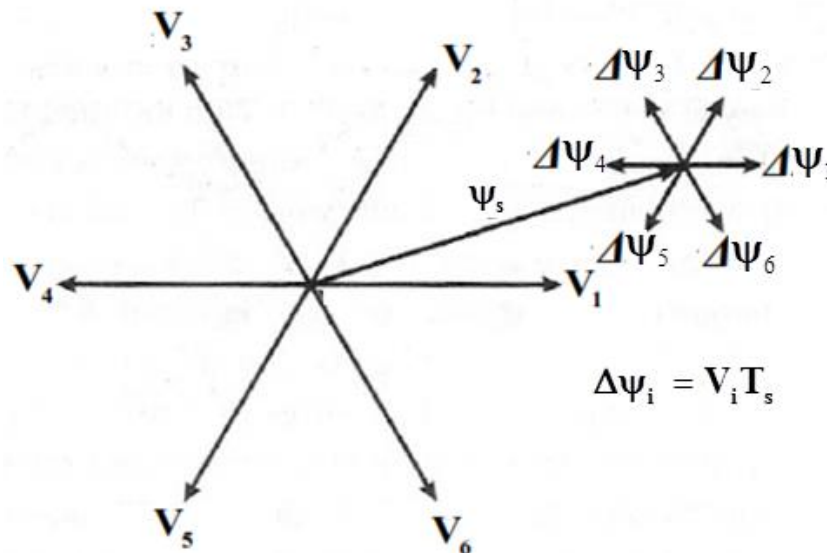
افزایش زاویه گشتاور جهت افزایش مقدار گشتاور

✓ حال سؤال این است که در هر سکتور، کدام بردار ولتاژ گشتاور (یا زاویه δ) را افزایش و کدام یک آنرا کاهش می دهد؟

$$\Delta T_{em} = \frac{3P}{4L_d} |\psi_s + \Delta\psi_s| |\psi_m| \sin \Delta\delta \quad (64)$$

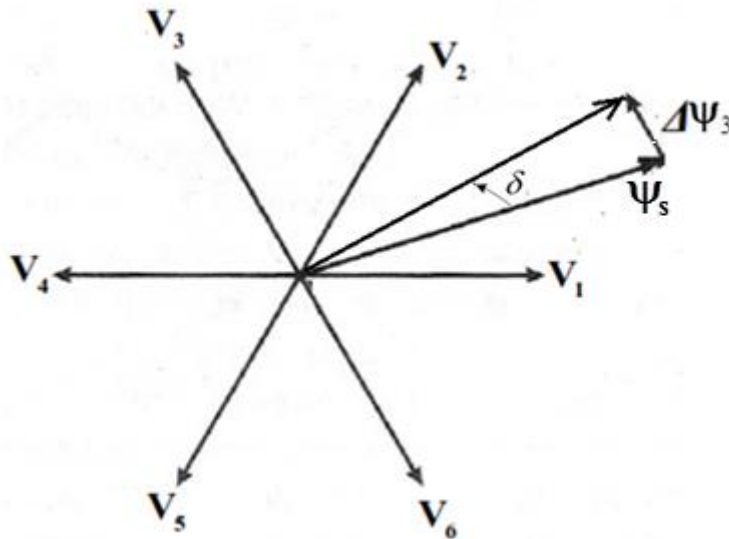
✓ در اینورتر SVM، تنها شش بردار ولتاژ فعال در راستاهای مختلف وجود دارند.

✓ هر کدام از بردارهای ولتاژ که انتهای بردار شار را به در جهت دایره مثلثاتی (خلاف عقربه های ساعت) جابجا نماید، زاویه δ را افزایش می دهد و هر کدام در خلاف جهت دایره مثلثاتی بچرخاند، زاویه δ را کاهش داده و لذا گشتاور را کاهش می دهد.

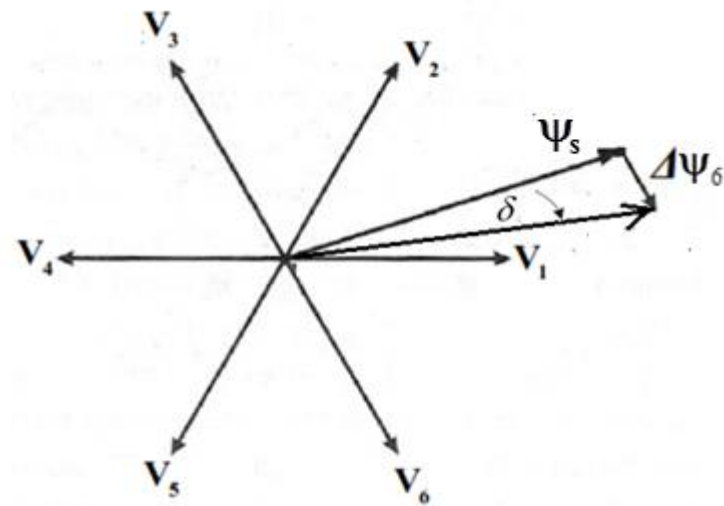


تغییر راستای شار استاتور با انتخاب بردار ولتاژ مناسب برای تغییر زاویه گشتاور δ

- ✓ فرض کنید که انتهای بردار شار در ناحیه ۱ قرار داشته باشد.
- ✓ با کمی دقت می توان فهمید که بردارهای ولتاژ V_2 و V_3 زاویه δ را افزایش داده و بردارهای ولتاژ V_5 و V_6 زاویه δ و در نتیجه گشتاور را کاهش می دهند.
- ✓ اما در مورد دو بردار ولتاژ V_1 و V_4 به سادگی می توان فهمید که این دو بردار در یک 30° درجه از 60° درجه ناحیه ۱، δ را افزایش داده و در 30° درجه بعدی کاهش می دهند.
- ✓ مثلاً اگر راستای شار در 30° درجه پائین تر از بردار V_1 باشد، استفاده از بردار V_1 گشتاور را افزایش می دهد و اگر راستای شار در 30° درجه بالاتر از بردار V_1 باشد، گشتاور را کاهش می دهد. لذا این دو بردار برای افزایش و کاهش گشتاور استفاده نمی شوند.



(الف) افزایش زاویه گشتاور δ در سکتور ۱ با انتخاب بردار ولتاژ V_3



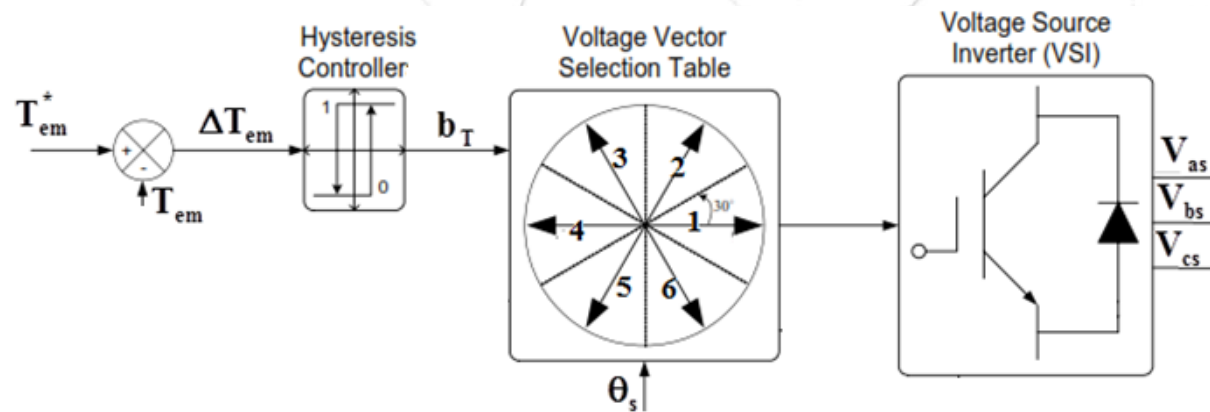
(ب) کاهش زاویه گشتاور δ در سکتور ۱ با انتخاب بردار ولتاژ V_6

✓ لذا در هر سکتور دو بردار ولتاژ، گشتاور را افزایش می دهند و دو بردار ولتاژ آن را کاهش می دهند. دو بردار ولتاژ دیگر هم افزایش/کاهش می دهند. در خصوص دو بردار دیگر، چون ما سکتورها را ۶۰ درجه در نظر می گیریم، از آنها برای تنظیم گشتاور استفاده نمی کنیم.

✓ در حالت کلی، اگر بردار شار در سکتور k باشد، بردارهای ولتاژ V_{k+1} و V_{k+2} سبب افزایش δ و در نتیجه گشتاور خواهند گردید و بردارهای ولتاژ V_{k-1} و V_{k-2} سبب کاهش δ و در نتیجه گشتاور خواهند شد.

VOLTAGE VECTOR	INCREASE	DECREASE
Torque	V_{k+1}, V_{k+2}	V_{k-1}, V_{k-2}

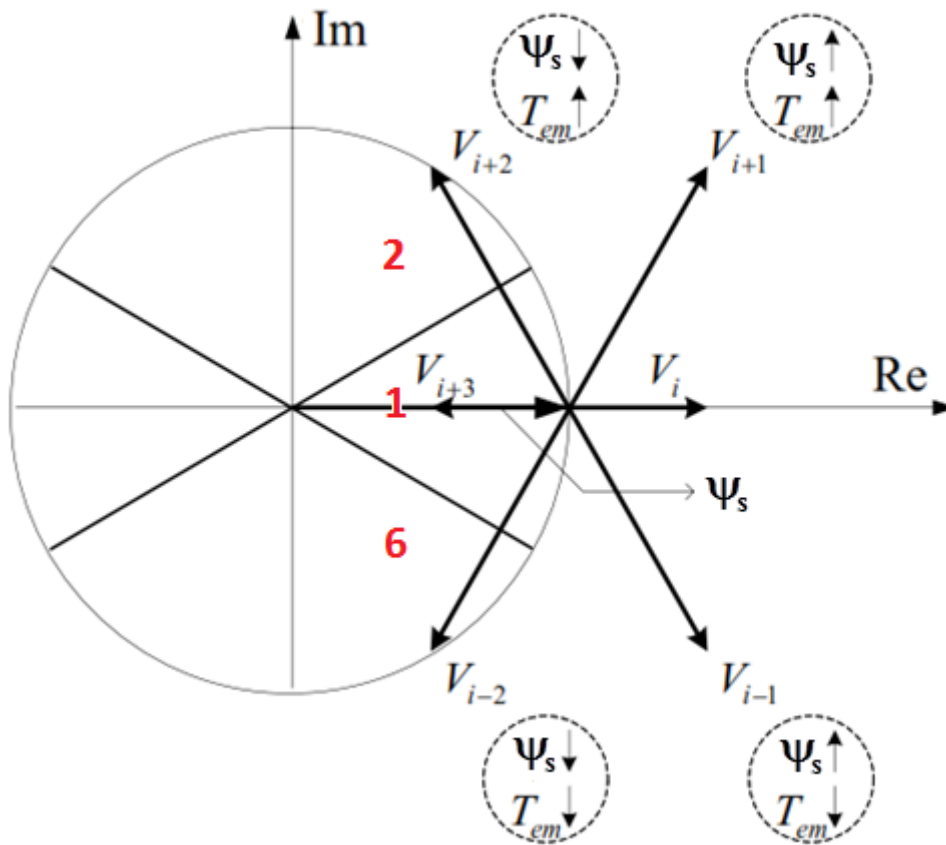
✓ کنترل کننده هیستریزس گشتاور در هر بازه سوئیچینگ، مشخص می کند که گشتاور باید افزایش یابد یا کاهش.



فرمان دادن به اینورتر توسط کنترلر هیستریزس گشتاور برای قرار دادن مقدار گشتاور موتور حول مقدار مرجع آن

- ✓ حال با توجه به اینکه کنترل کننده های شار و گشتاور در هر سکتور چه دستوری می دهند، بردار ولتاژ مناسب انتخاب می گردد.
- ✓ مثلاً مطابق شکل زیر و در سکتور ۱:

- V_2 شار را افزایش و گشتاور را افزایش می دهد.
- V_3 شار را کاهش و گشتاور را افزایش می دهد.
- V_6 شار را افزایش و گشتاور را کاهش می دهد.
- V_5 شار را کاهش و گشتاور را کاهش می دهد.



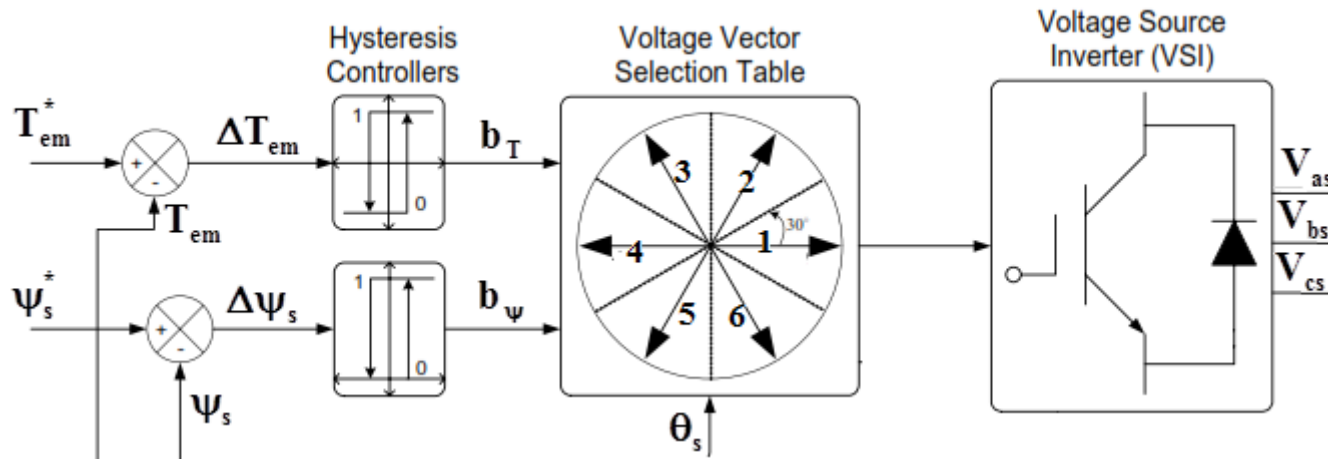
- ✓ با مقدار دادن به شماره سکتور i در شکل مقابل ($i=1,2,3,4,5,6$) می توان بردارهای مناسب در هر سکتور را برای هر حالت تعیین نمود.
- ✓ توجه نمائید که اگر اندیس بردار ولتاژ صفر یا منفی شد، مقدار اندیس بردار با عدد ۶ جمع گردد. مقدار اندیس باید ۱ تا ۶ بشود.

اثر انتخاب بردار ولتاژ بر مقادیر شار و گشتاور در سکتور i ام

✓ بسته به علامت خروجی کنترل کننده های شار و گشتاور و اینکه بردار شار در چه سکتوری قرار دارد، می توان بردار ولتاژ مناسب را در جدولی بنام جدول سوئیچینگ ذخیره نمود.

جدول سوئیچینگ مورد استفاده در روش DTC پایه برای تعیین بردار ولتاژ مناسب اعمالی به اینورتر

b_ψ	b_T	Sector					
		1	2	3	4	5	6
1	1	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(001)$	$V_5(101)$	$V_6(110)$	$V_1(110)$
	0	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(010)$	$V_3(011)$	$V_4(110)$	$V_5(110)$
0	1	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(101)$	$V_6(100)$	$V_1(110)$	$V_2(110)$
	0	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(110)$	$V_2(010)$	$V_3(110)$	$V_4(110)$

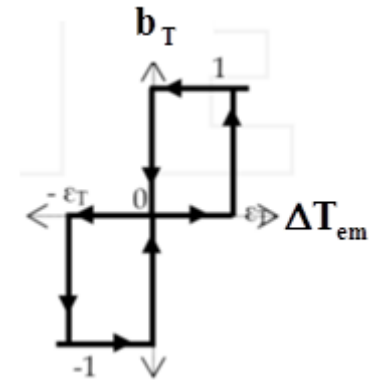


کنترل همزمان و مستقل شار و گشتاور توسط دو کنترل کننده هیستریز دو سطحی

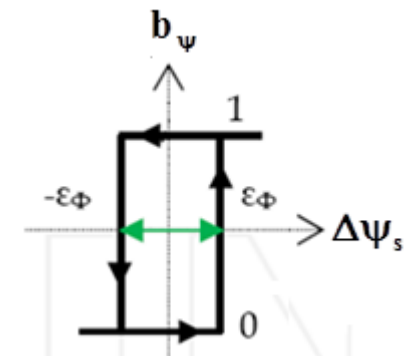
- ✓ کنترل کننده هیستریزس شار معمولاً از نوع دو سطحی (0 و 1) است.
- ✓ اما کنترلر هیستریزس گشتاور هم می تواند دو سطحی (0 و 1) و یا سه سطحی (+1 ، 0 ، -1) باشد.
- ✓ کنترلر گشتاور اسلاید قبل دو سطحی بود.

جدول سوئیچینگ در روش DTC پایه موتور PMSM در حالت استفاده از کنترلر دو سطحی شار و سه سطحی گشتاور

b_ψ	b_T	Sector					
		1	2	3	4	5	6
1	1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
	-1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
0	1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
	0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
	-1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄



کنترلر گشتاور نوع هیستریزس سه سطحی



کنترلر شار نوع هیستریزس دوسطحی



□ کنترل مستقیم گشتاور پایه ای (ST-DTC) موتور PMSM

➤ تخمین مقادیر شار و گشتاور

- ✓ همانند سایر موتورهای الکتریکی، از ملزومات استفاده از روش DTC، دانستن مقادیر لحظه ای شار و گشتاور تولیدی موتور برای استفاده در حلقه های کنترل شار و گشتاور است.
- ✓ مقادیر لحظه ای شار و گشتاور با استفاده از مقادیر ولتاژ و جریانهای فازهای استاتور حاصل می شوند.
- ✓ جریانهای دو فاز یا سه فاز با دو یا سه سنسور جریان اندازه گیری می شوند.
- ✓ ولتاژهای سه فاز نیز باید با سه سنسور ولتاژ اندازه گیری شوند. البته می توان بجای آن، با اندازه گیری ولتاژ باس DC و فرمانهای صادره به اینورتر ولتاژهای سه فاز را ساخت.
- ✓ اگرچه ابتدائاً ممکن است به نظر برسد در حالت عدم استفاده از کنترلر شار استاتور، نیازی به محاسبه شار نیست، اما باید توجه داشت که بردار شار در محاسبه مقدار گشتاور لحظه ای مورد استفاده قرار می گیرد.
- ✓ برای محاسبه مقادیر لحظه ای شار استاتور و گشتاور موتور PMSM از روابط موتور در دستگاه دو محوری دوار dq ساکن $\alpha\beta$ استفاده می گردد.



دانشگاه شاهرود

□ کنترل مستقیم گشتاور پایه ای (ST-DTC) موتور PMSM

➤ تخمین مقدار شار

✓ بردار شار در دستگاه ساکن استاتور از رابطه برداری انتگرالی زیر حاصل می شود:

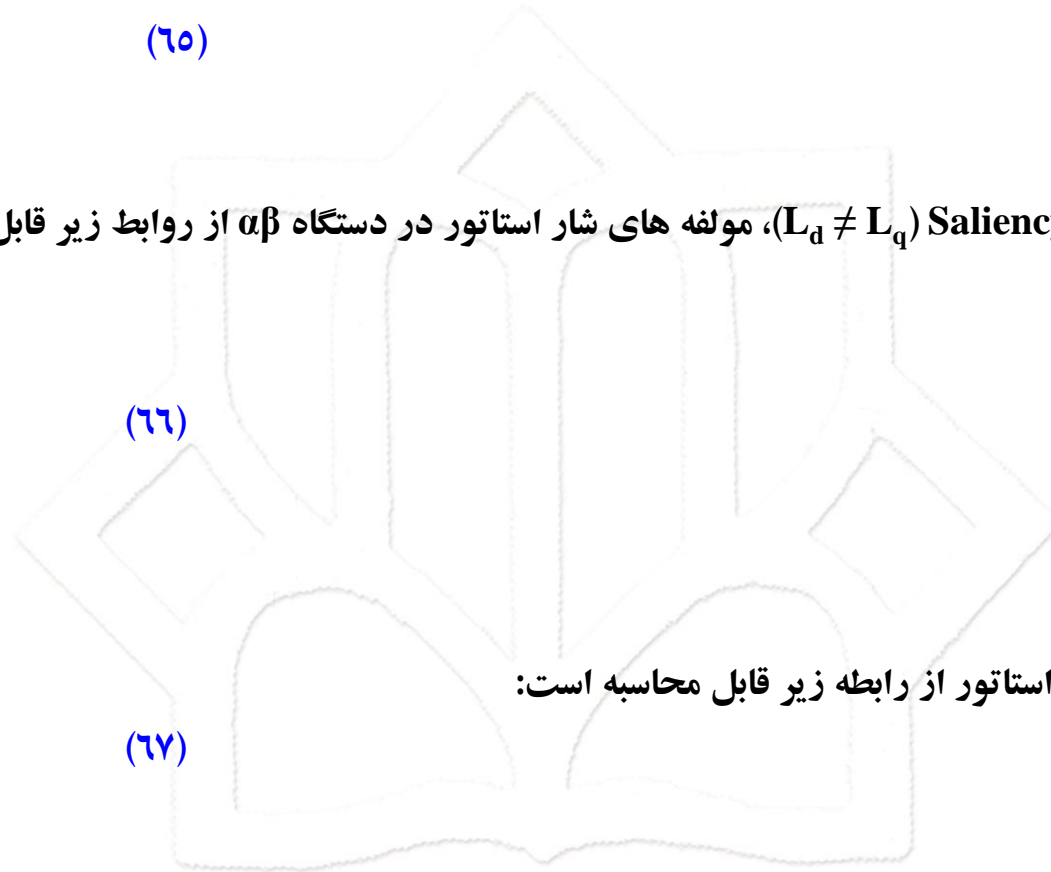
$$\vec{\Psi}_s = \int (\vec{V}_s - R\vec{i}_s) dt \quad (65)$$

✓ برای موتور PM با Saliency ($L_d \neq L_q$)، مولفه های شار استاتور در دستگاه $\alpha\beta$ از روابط زیر قابل محاسبه خواهند بود:

$$\begin{cases} \Psi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R i_{s\alpha}) dt \\ \Psi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (66)$$

$$\begin{cases} \Psi_s = \sqrt{\Psi_{s\alpha}^2 + \Psi_{s\beta}^2} \\ \theta = \arctan \frac{\Psi_{s\beta}}{\Psi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (67)$$

✓ لذا دامنه و فاز شار استاتور از رابطه زیر قابل محاسبه است:



✓ گشتاور الکترومغناطیسی برای یک موتور براسلس (PM) با ولتاژ ضدمحر که دلخواه (سینوسی/ذوزنقه ای/غیره) با/بدون وجود Saliency در دستگاه dq دوار با صرف نظر از کوپل متقابل بین L_d و L_q از رابطه زیر بدست می آید:

$$T_e = \frac{3P}{4} \cdot \left[\left(\frac{dL_d}{d\theta_e} i_{sd} + \frac{d\psi_{rd}}{d\theta_e} - \psi_{sq} \right) i_{sd} + \left(\frac{dL_q}{d\theta_e} i_{sq} + \frac{d\psi_{rq}}{d\theta_e} + \psi_{sd} \right) i_{sq} \right] \quad (68)$$

$$\begin{cases} \psi_{sd} = \psi_{rd} + L_d i_{sd} \\ \psi_{sq} = \psi_{rq} + L_q i_{sq} \end{cases} \quad (69)$$

○ که در آن داریم:

○ معمولاً اندوکتانسهای L_d و L_q ثابت هستند و رابطه (۴) با جایگذاری روابط (۹۱) در آن، به رابطه زیر قابل ساده شدن است:

$$T_e = \frac{3P}{4} \cdot \left[\left(\frac{d\psi_{rd}}{d\theta_e} - \psi_{rq} \right) i_{sd} + \left(\frac{d\psi_{rq}}{d\theta_e} + \psi_{rd} \right) i_{sq} + (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} \right] \quad (70)$$



□ کنترل مستقیم گشتاور پایه ای (ST-DTC) موتور PMSM

➤ تخمین مقدار گشتاور

○ برای موتور PMSM که دارای ولتاژ ضدمحرکه سینوسی است، خواهیم داشت:

$$\psi_{rd} = \psi_m; \quad \psi_{rq} = 0 \quad (71)$$

$$\frac{d\psi_{rd}}{d\theta_e} = 0; \quad \frac{d\psi_{rq}}{d\theta_e} = 0 \quad (72)$$

○ با جایگذاری روابط (۹۳) و (۹۴) در (۹۵)، گشتاور موتور PMSM (چه با Saliency و چه بدون آن، یعنی برابری یا عدم برابری L_q و L_d)، در دو دستگاه دوار dq و ساکن $\alpha\beta$ از روابط زیر حاصل می شوند:

$$T_{em} = \frac{3P}{4} \cdot (\psi_{sd}i_{sq} - \psi_{sq}i_{sd}) = \frac{3P}{4} \cdot (\psi_{s\alpha}i_{s\beta} - \psi_{s\beta}i_{s\alpha}) \quad (73)$$

○ مولفه های شار روتور با استفاده از مقادیر شار استاتور در دستگاه ساکن $\alpha\beta$ از طریق روابط زیر حاصل می شوند:

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \psi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} = \psi_{s\beta} - L_s i_{s\beta} \end{cases} \quad (74)$$

✓ از مولفه های شار روتور فوق جهت محاسبه موقعیت و سرعت روتور در روشهای Sensorless می توان بطریق زیر استفاده نمود:

$$\theta_r = \arctan \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}} \quad (75)$$

➤ استفاده از رویتگر در محاسبه مقادیر شار و گشتاور

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R i_{s\alpha}) dt \\ \psi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (76)$$

$$\begin{cases} \psi_s = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \\ \theta = \arctan \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (77)$$

$$T_{em} = \frac{3P}{4} \cdot (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (78)$$

- ✓ در محاسبه مقادیر شار و گشتاور، تعیین بردارهای ولتاژ و جریان استاتور الزامی است.
- ✓ بردار جریان استاتور با اندازه گیری جریان فازهای استاتور و استفاده از روابط تبدیل ۳ به ۲ بدست می آید.
- ✓ برای محاسبه بردار ولتاژ استاتور نیازمند دانستن مقدار ولتاژهای سه فاز استاتور هستیم.
- ✓ اما نیازی به اندازه گیری ولتاژهای فازها نمی باشد و می توان فقط از اندازه گیری ولتاژ باس DC و فرمانهای صادره به اینورتر ولتاژهای سه فاز را ساخت.
- ✓ استفاده از روابط فوق برای محاسبه شار و گشتاور به روش محاسبه حلقه باز موسوم است.
- ✓ دو عامل انتگرال گیری و تغییرات مقاومت استاتور می توانند سبب ایجاد خطا در اندازه گیری مقادیر شار و گشتاور به روش فوق گردند.
- ✓ برای افزایش مقاومت (Robustness) سیستم و کاهش خطای محاسباتی، از روش های محاسبه (تخمین) حلقه بسته نظیر رویتگرها نیز استفاده می شود.

✓ روش DTC از لحاظ حجم محاسبات، به دلیل عدم استفاده از تبدیل پارک و معکوس آن و کنترلرهای PI در حلقه های جریان، بمراتب از روش FOC ساده تر بوده و قابلیت پیاده سازی آن آسان تر است.

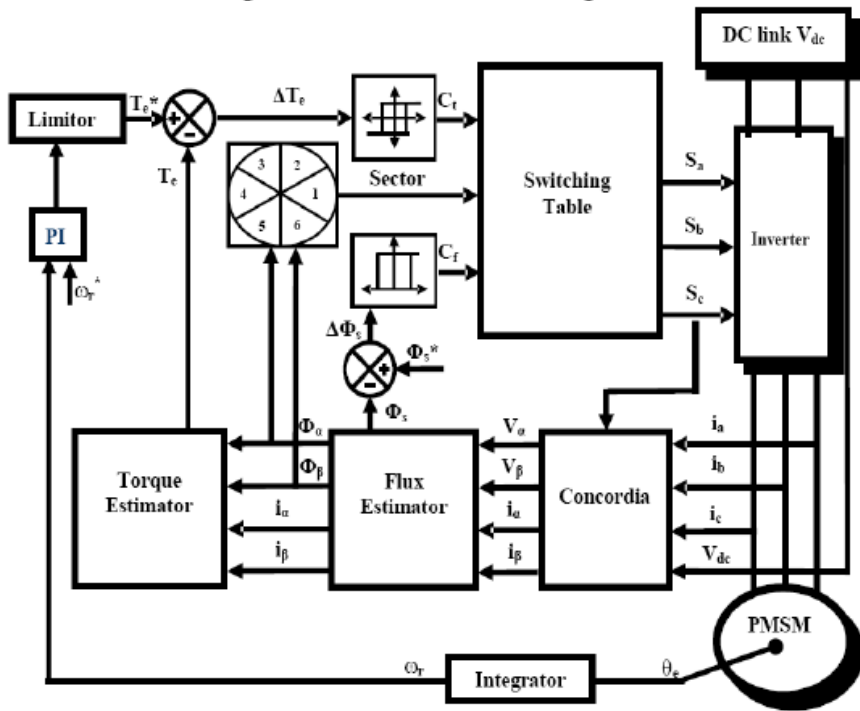


Fig. 2. Direct torque control bloc diagram

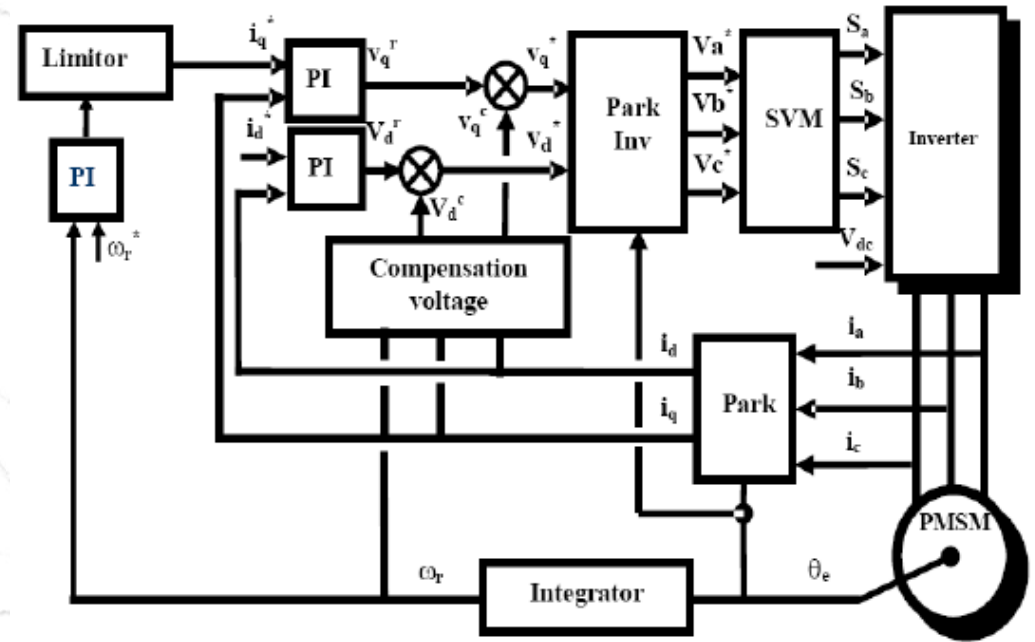


Fig. 1. Vector control bloc diagram

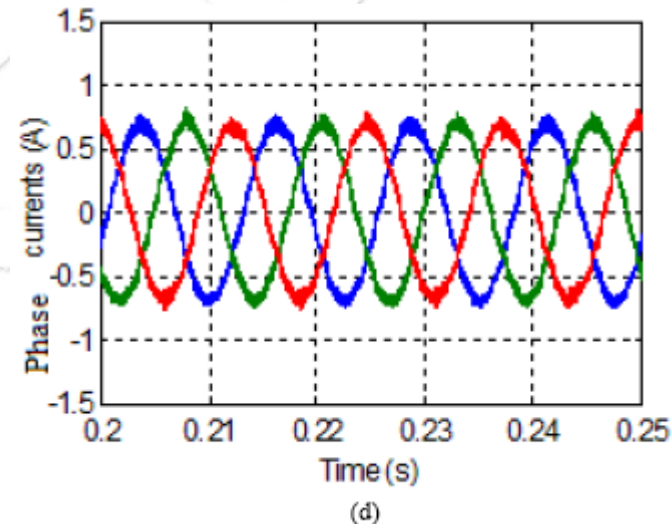
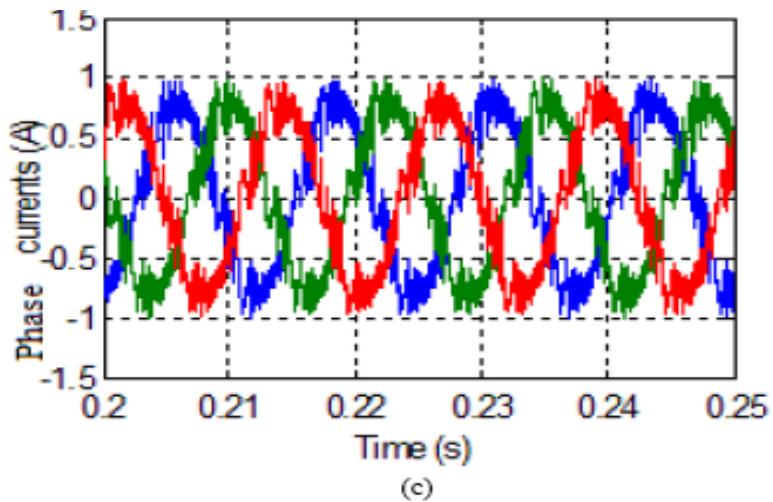
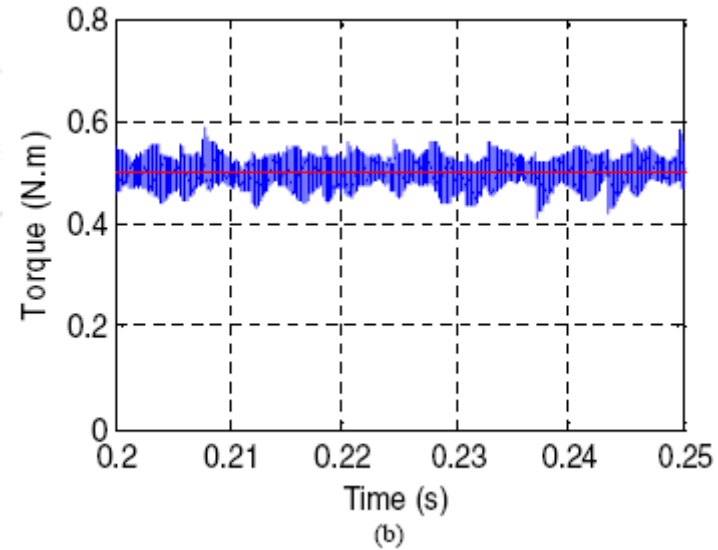
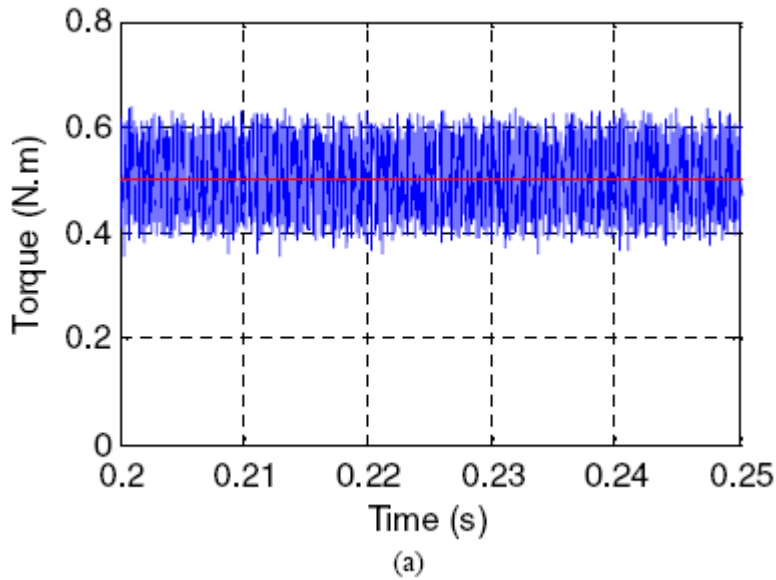
✓ در ادامه به بررسی برخی نتایج شبیه سازی روش DTC پایه و مقایسه با روش کنترل برداری پرداخته می شود.



کنترل مستقیم گشتاور پایه ای (ST-DTC) موتور PMSM

مقایسه دو روش کنترل برداری و DTC پایه

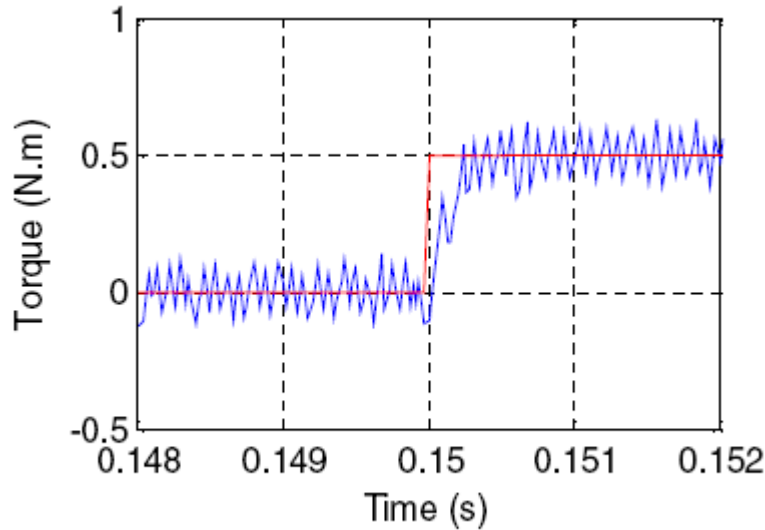
شکل زیر ریپل گشتاور تولیدی و جریان فازها در دو روش برداری و DTC را با یکدیگر مقایسه می کند.



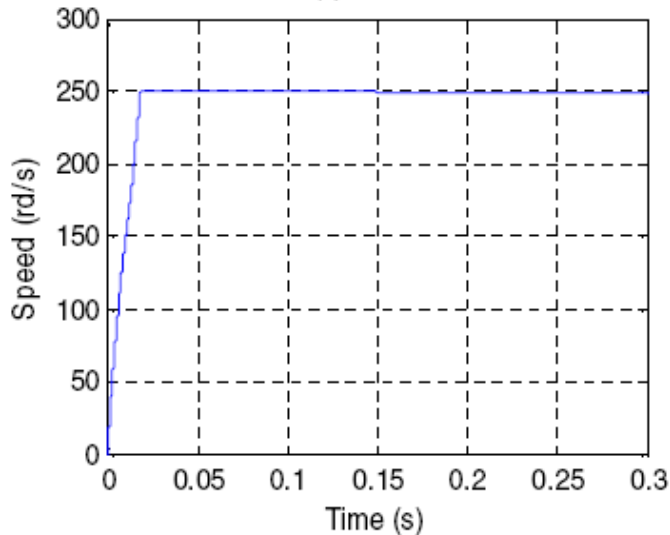
روش DTC

روش کنترل برداری

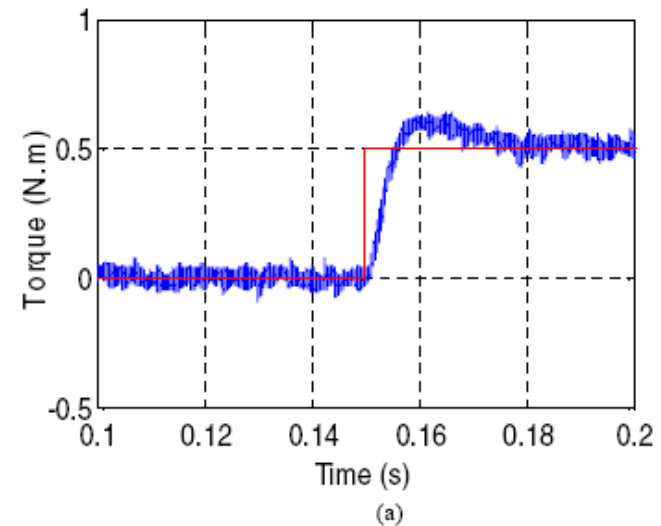
✓ سرعت پاسخ دهی روش DTC از روش برداری در ردیابی سرعت بیشتر بوده و در دفع اغتشاش بار بهتر عمل می کند.



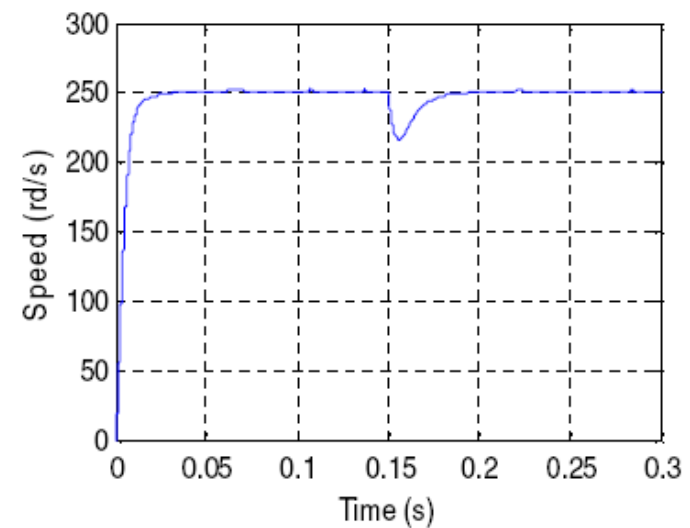
(b)



روش DTC



(a)



روش کنترل برداری

✓ در یک درایو با روش DTC به دلیل استفاده از کنترلرهای هیستریزس، با فرکانس سوئیچینگ برابر نسبت به درایو به روش FOC، رپل گشتاور و شار بیشتری خواهیم داشت.

✓ برای کاهش رپل، اجباراً باید پهنای باند کنترلرهای هیستریزس افزایش یابد که نتیجه آن افزایش سوئیچینگ و تلفات مربوطه خواهد شد.

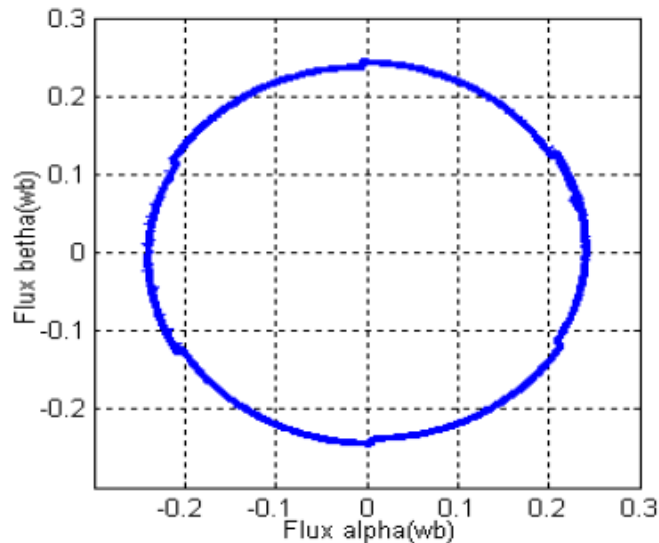


Fig. 4. Locus of stator flux in DTC scheme ($T_s = 50 \mu s$).

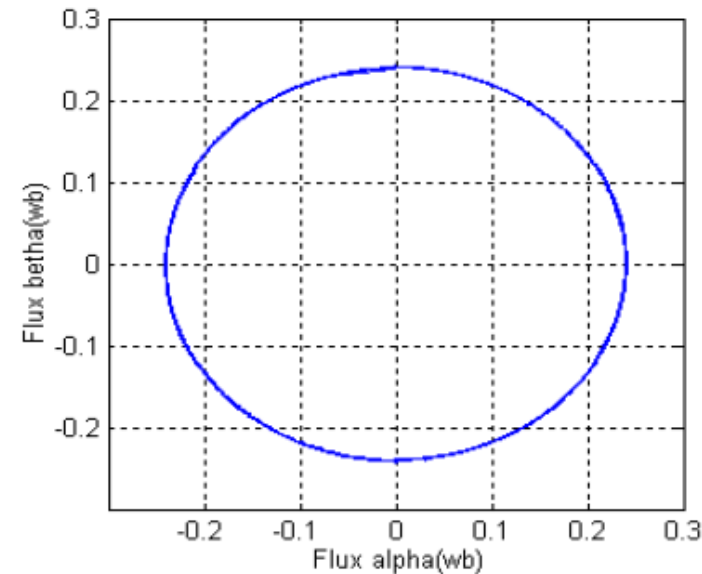


Fig. 3. Locus of stator flux in DTC scheme ($T_s = 20 \mu s$).

✓ علاوه بر آن فرکانس سوئیچینگ متغیر نیز از معایب روشهای متداول DTC است.

✓ برای اجتناب از مشکلات فوق، از روش های دیگر DTC نظیر SVM-DTC که بجای کنترلرهای هیستریزس از کنترلرهای PI بهره می برند، نیز استفاده می شود.

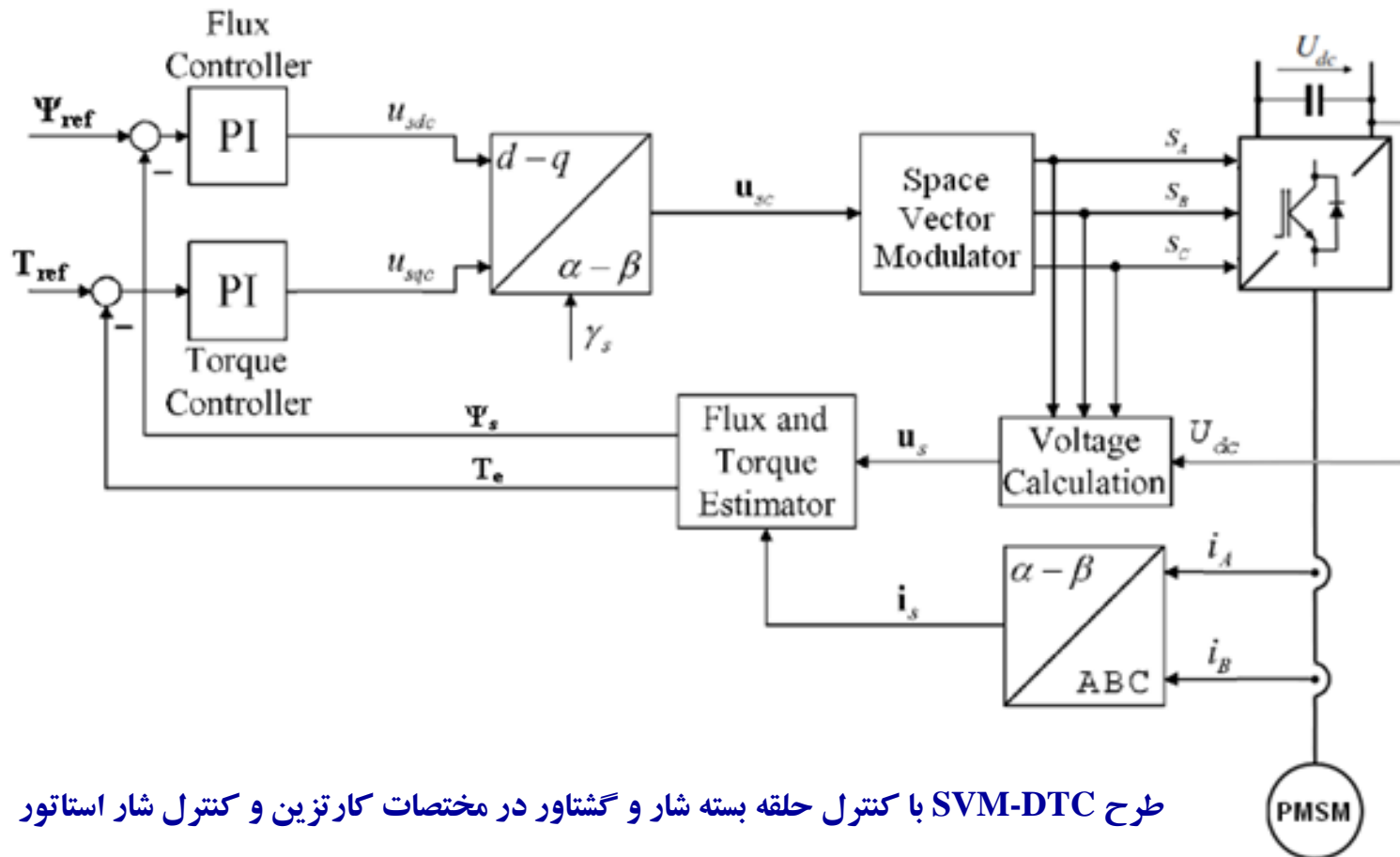


- ✓ مشکلات روش DTC با جدول سوئیچینگ (ST-DTC) با جایگزینی جدول سوئیچینگ با استفاده از روش های مدولاسیون پهنای پالس ولتاژ مرتفع گردیدند.
- ✓ این روش ها دارای فرکانس سوئیچینگ ثابت بوده و اغلب از روش مدولاسیون بردار فضایی (SVM یا SV-PWM) بهره می-گیرند.
- ✓ طرح های مختلفی برای روش SVM-DTC ارائه گردیده اند که اهم آنها عبارتند از:

- طرح SVM-DTC با کنترل حلقه بسته شار
- طرح SVM-DTC با کنترل حلقه بسته گشتاور
- طرح SVM-DTC با کنترل حلقه بسته شار و گشتاور در مختصات قطبی و روش ISC
- طرح SVM-DTC با کنترل حلقه بسته شار و گشتاور در مختصات کارتیزین و کنترل شار استاتور
- طرح SVM-DTC با کنترل پیش بین یا Predictive (انواع مختلفی دارد)
- طرح SVM-DTC با کنترل Neuro-Fuzzy

✓ در ادامه به ارائه بلوک دیاگرام دو نوع پر کاربردتر پرداخته می شود.

- ✓ در این روش بجای کنترلرهای هیستریزس شار و گشتاور از کنترلرهای PI استفاده می شود.
- ✓ در نتیجه هم خطای حالت ماندگار شار و گشتاور صفر می شود و هم فرکانس سوئیچینگ تثبیت می شود.
- ✓ در این روش معمولا از روش مدولاسیون بردار فضایی (SVM یا SV-PWM) استفاده می شود.
- ✓ سادگی روش DTC در روش SVM-DTC به دلیل استفاده از تبدیلات پارک (dq به $\alpha\beta$) از دست می رود.



طرح SVM-DTC با کنترل حلقه بسته شار و گشتاور در مختصات کارتزین و کنترل شار استاتور



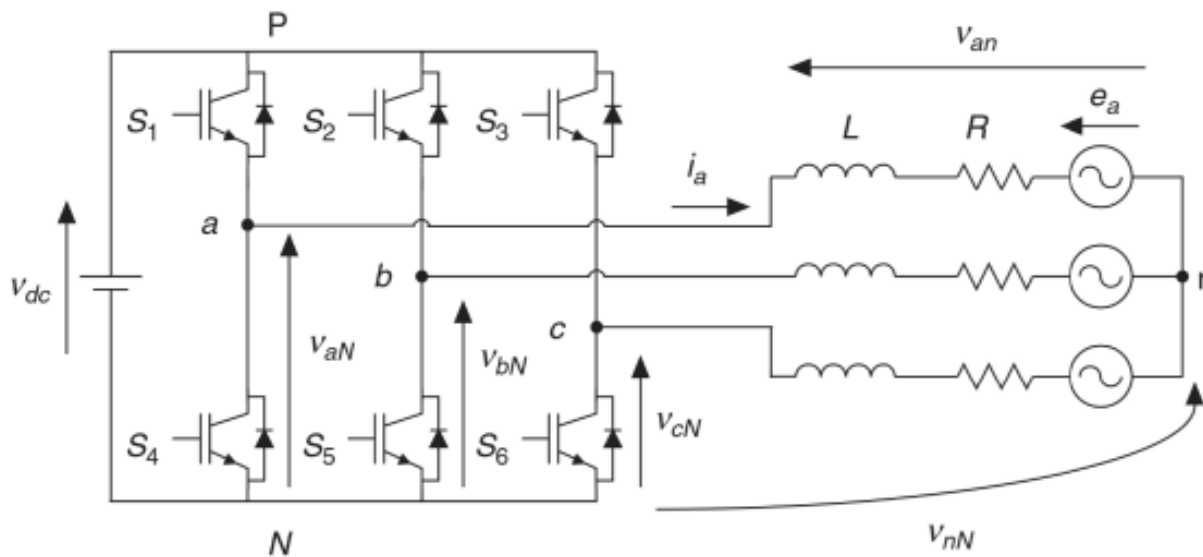
□ کنترل موتور PMSM به روش مدل پیش بین

➤ ایده اصلی

- ✓ کنترل MPC موتور PMSM هم مانند کنترل MPC موتور BLDC است.
- ✓ در اینجا هم برای مینیمم کردن تابع هدف، از سیگنال کنترلی (یا بردار ولتاژ استاتور) مناسب استفاده می کنیم.
- ✓ کنترل MPC در واقع نوع بهینه شده کنترل DTC بر مبنای جدول سوئیچینگ (ST-DTC) است.

حالت های کلیدزنی و بردارهای ولتاژ

S_a	S_b	S_c	بردار ولتاژ
0	0	0	$V_0 = 0$
1	0	0	$V_1 = \frac{2}{3}V_{dc}$
1	1	0	$V_2 = \frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	0	$V_3 = -\frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	1	$V_4 = -\frac{2}{3}V_{dc}$
0	0	1	$V_5 = -\frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	0	1	$V_6 = \frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	1	1	$V_7 = 0$



مدار قدرت محرکه موتور PMSM سه فاز

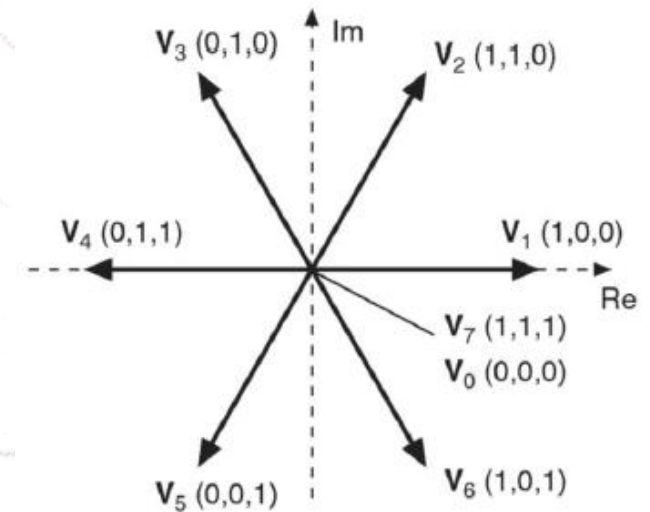




✓ ۶ بردار ولتاژ فعال و ۲ بردار ولتاژ صفر داریم که در شکل زیر نمایش داده شده اند.

حالت‌های کلیدزنی و بردارهای ولتاژ

S_a	S_b	S_c	بردار ولتاژ
0	0	0	$V_0 = 0$
1	0	0	$V_1 = \frac{2}{3}V_{dc}$
1	1	0	$V_2 = \frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	0	$V_3 = -\frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	1	$V_4 = -\frac{2}{3}V_{dc}$
0	0	1	$V_5 = -\frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	0	1	$V_6 = \frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	1	1	$V_7 = 0$



مدار قدرت محرکه موتور PMSM سه فاز



$$v_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} - L_s \omega_r i_{sq} \quad (79)$$

✓ معادلات موتور در دستگاه dq دوار عبارتست از:

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + L_s \omega_r i_{sq} + \psi_m \omega_r \quad (80)$$

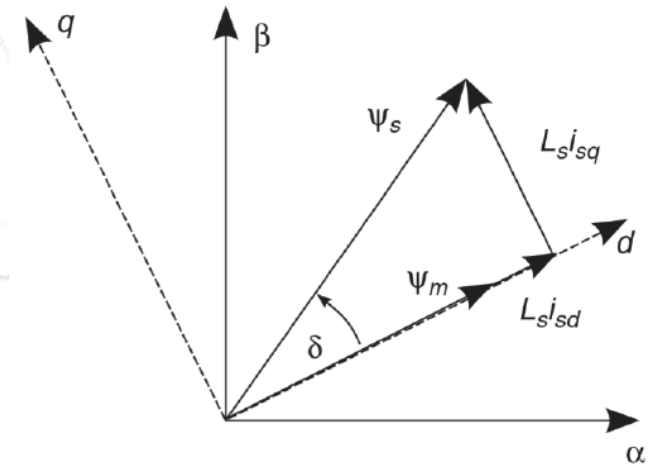
$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} \quad (81)$$

✓ برای گسسته سازی، بجای مشتق از رابطه زیر استفاده می شود:

$$i_{sd}^p(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_{sd}(k) + T_s \omega_r i_{sq}(k) + \frac{T_s}{L_s} v_{sd} \quad (82)$$

✓ فرم گسسته معادلات بصورت زیر خواهند شد:

$$i_{sq}^p(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_{sq}(k) - T_s \omega_r i_{sd}(k) - \frac{T_s}{L_s} \psi_m \omega_r + \frac{T_s}{L_s} v_{sd} \quad (83)$$



دستگاه دو محوری dq دوار

✓ در روش پایه کنترل برداری موتور PMSM در ناحیه زیر سرعت نامی، اهداف زیر دنبال می شود:

○ جریان محور d در مقدار صفر تنظیم بشود.

○ جریان محور q در مقدار مرجع خود (تعیین شده توسط کنترلر سرعت/گشتاور) تنظیم بشود.

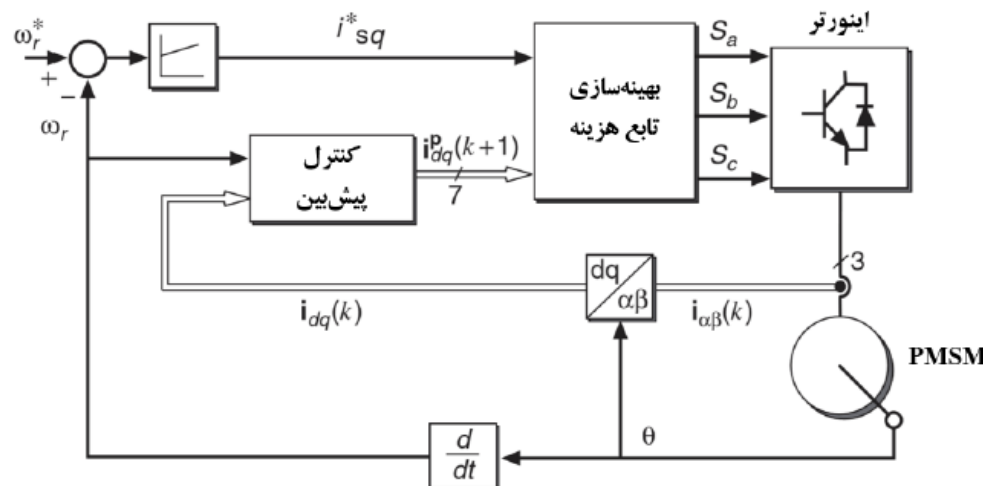
✓ در اینجا هم همان اهداف و حتی با توسعه آنها در طراحی کنترل کننده MPC دنبال می شود. برای این منظور تابع هزینه زیر

در نظر گرفته می شود:

$$g = \left(i_{sd}^p(k+1) \right)^2 + \left(i_{sq}^* - i_{sq}^p(k+1) \right)^2 + \hat{f} \left(\left(i_{sd}^p(k+1) \right), \left(i_{sq}^p(k+1) \right) \right) \quad (۸۴)$$

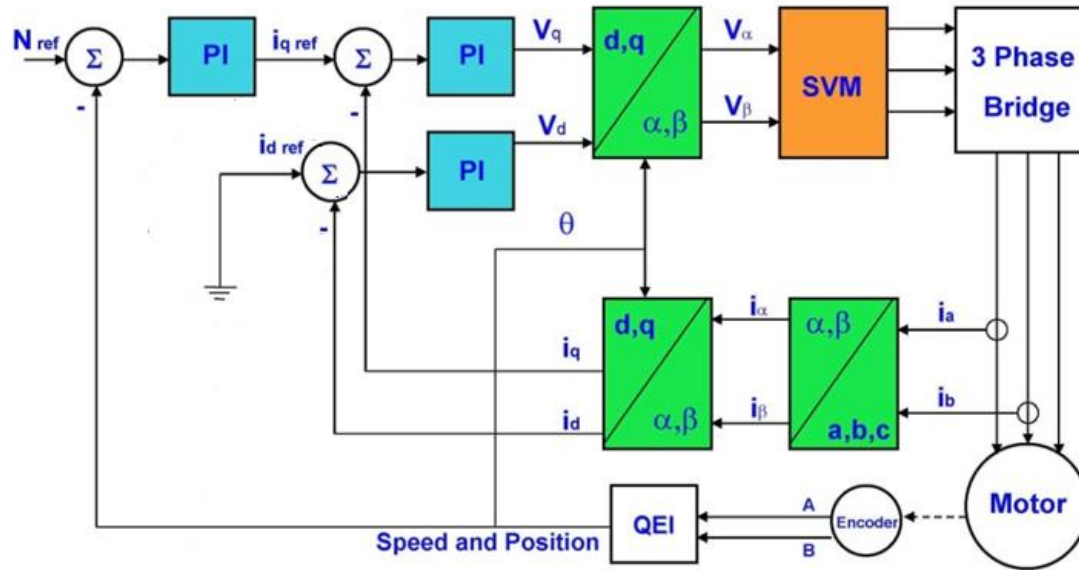
$$\hat{f} \left(\left(i_{sd}^p(k+1) \right), \left(i_{sq}^p(k+1) \right) \right) = \begin{cases} \infty & \text{if } |i_{sd}^p| > \hat{i}_d \text{ or } |i_{sq}^p| > \hat{i}_q \\ 0 & \text{if } |i_{sd}^p| < \hat{i}_d \text{ and } |i_{sq}^p| < \hat{i}_q \end{cases} \quad (۸۵)$$

✓ که در آن داریم:

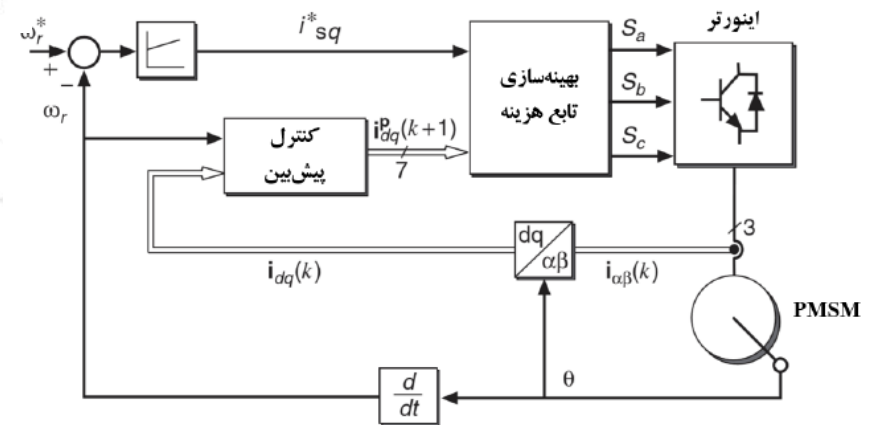


کنترل برداری موتور PMSM با استفاده از کنترل کننده های پیش بین جریان

✓ توجه بشود که در این روش، ما بجای کنترل کننده های جریان محورهای d و q از کنترل کننده MPC برای تنظیم جریان محورهای d و q استفاده می کنیم.



(ب) کنترل برداری موتور PMSM با استفاده از کنترل کننده های PI جریان

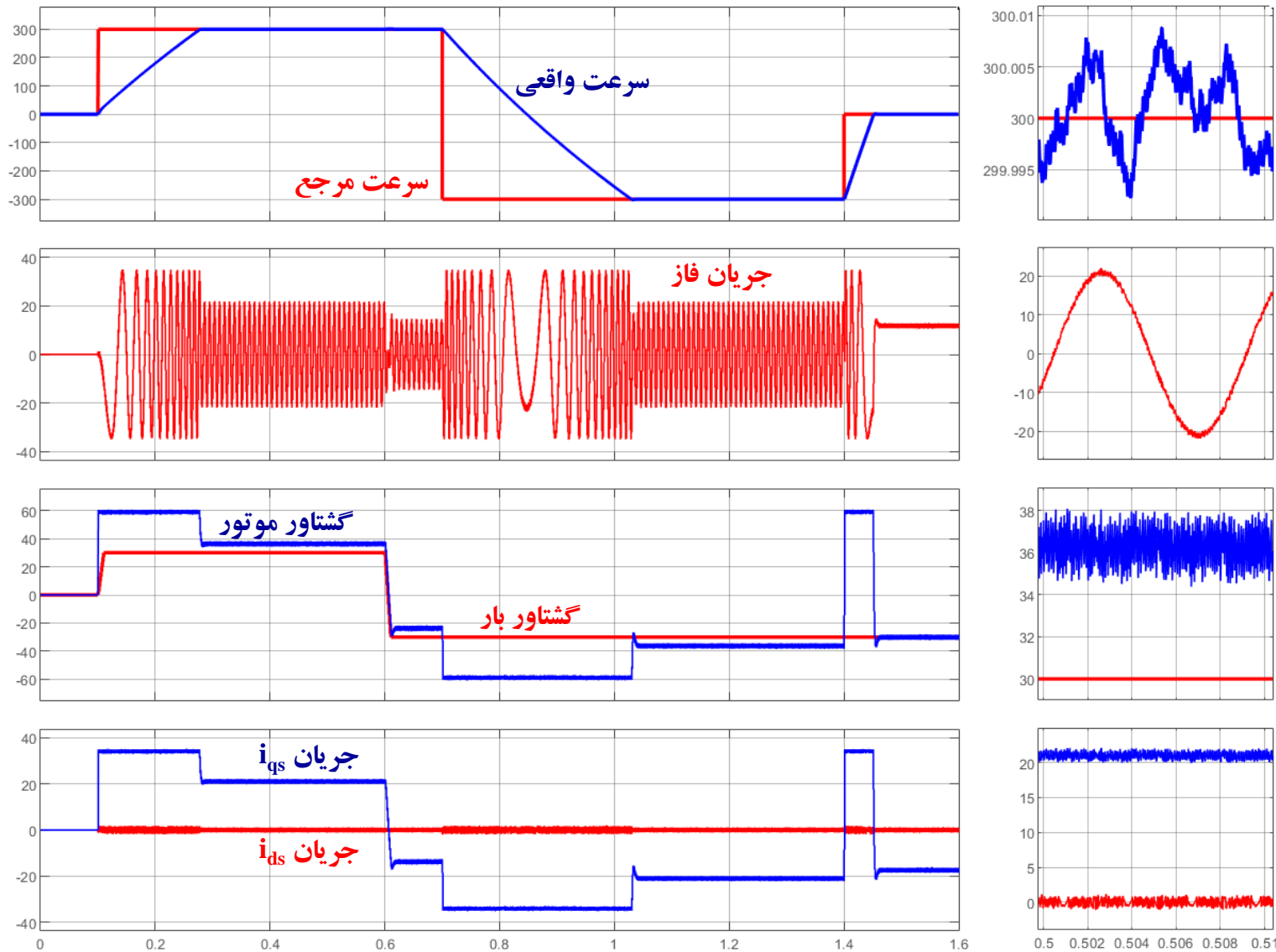


(الف) کنترل برداری موتور PMSM با استفاده از کنترل کننده های پیش بین جریان



□ کنترل پیش بین جریان موتور PMSM

➤ نتایج شبیه سازی روش کنترل پیش بین جریان

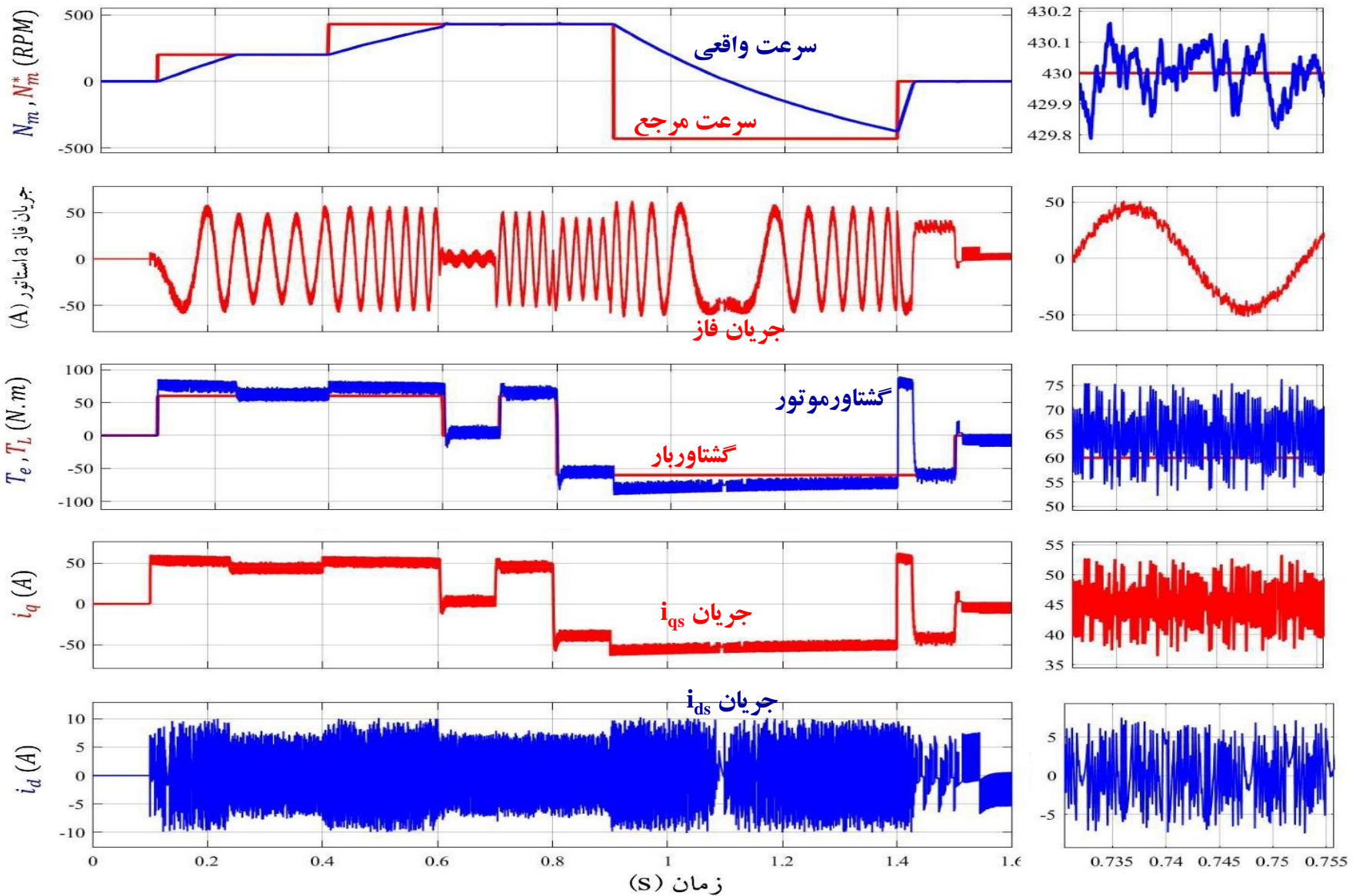


کنترل پیش بین جریان موتور PMSM با فرکانس نمونه برداری 100 kHz



□ کنترل پیش بین جریان موتور PMSM

➤ نتایج شبیه سازی روش کنترل پیش بین جریان



کنترل پیش بین جریان موتور PMSM با فرکانس نمونه برداری 16 kHz



✓ همانطور که قبلا گفته شد، کنترل کننده پیش بین یک کنترل کننده غیرخطی است و با آوردن هر بخشی دیگر در تابع هزینه، می توان هدف کنترل را تغییر داد. در این بخش با اصلاح تابع هزینه، کنترل سرعت هم به کمک کنترل پیش بین انجام می گردد.

✓ در طراحی سیستم کنترل پیش بین سرعت، دنبال اهداف زیر هستیم:

- دنبال کردن مرجع سرعت (صفر نمودن خطای ردیابی سرعت)
- بهینه سازی نسبت گشتاور به جریان (حداقل نمودن دامنه جریان i_{ds})
- بهبود گشتاور تولیدی موتور (کنترل i_{qs})
- محدود نمودن دامنه جریان

✓ لذا تابع هزینه به این صورت تعریف می گردد:

$$g = \lambda_{\omega} (\omega_r^* - \omega_r^p(k+1))^2 + \lambda_i (i_{sd}^p(k+1))^2 + \lambda_{if} (i_{sq}^p(k+1))^2 + \hat{f} \left((i_{sd}^p(k+1)), (i_{sq}^p(k+1)) \right) \quad (86)$$

$$\hat{f} \left((i_{sd}^p(k+1)), (i_{sq}^p(k+1)) \right) = \begin{cases} \infty & \text{if } |i_{sd}^p| > \hat{i}_a \text{ or } |i_{sq}^p| > \hat{i}_q \\ 0 & \text{if } |i_{sd}^p| < \hat{i}_a \text{ and } |i_{sq}^p| < \hat{i}_q \end{cases} \quad (87)$$

✓ که در آن:



□ کنترل پیش بین سرعت موتور PMSM

➤ مدل گسسته معادلات موتور با در نظر گرفتن دینامیک بخش مکانیکی

- ✓ بازهم برای بکارگیری روش کنترل پیش بین باید معادلات دینامیکی موتور را گسسته نمود.
- ✓ برای این منظور، معادلات غیرخطی موتور را به فرم فضای حالت زیر در می آوریم:

$$\frac{dx}{dt} = h(x, u) \quad (88)$$

$$x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \omega_r]^T \quad (89)$$

$$u = [v_{sd} \quad v_{sq}]^T \quad (90)$$

$$h(x, u) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_s} i_{sd} + \omega_r i_{sq} + \frac{1}{L_s} v_{sd} \\ -\frac{1}{\tau_s} i_{sq} - \omega_r i_{sd} - \frac{1}{L_s} \psi_m \omega_r + \frac{1}{L_s} v_{sq} \\ \frac{pk_T}{J} i_{sq} - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{p}{J} T_l \end{bmatrix} \quad (91)$$

○ معادلات فضای حالت غیر خطی:

$$k_T = \frac{3}{2} p \psi_m \quad \text{و} \quad \tau_s = \frac{L_s}{R_s} \quad (92)$$

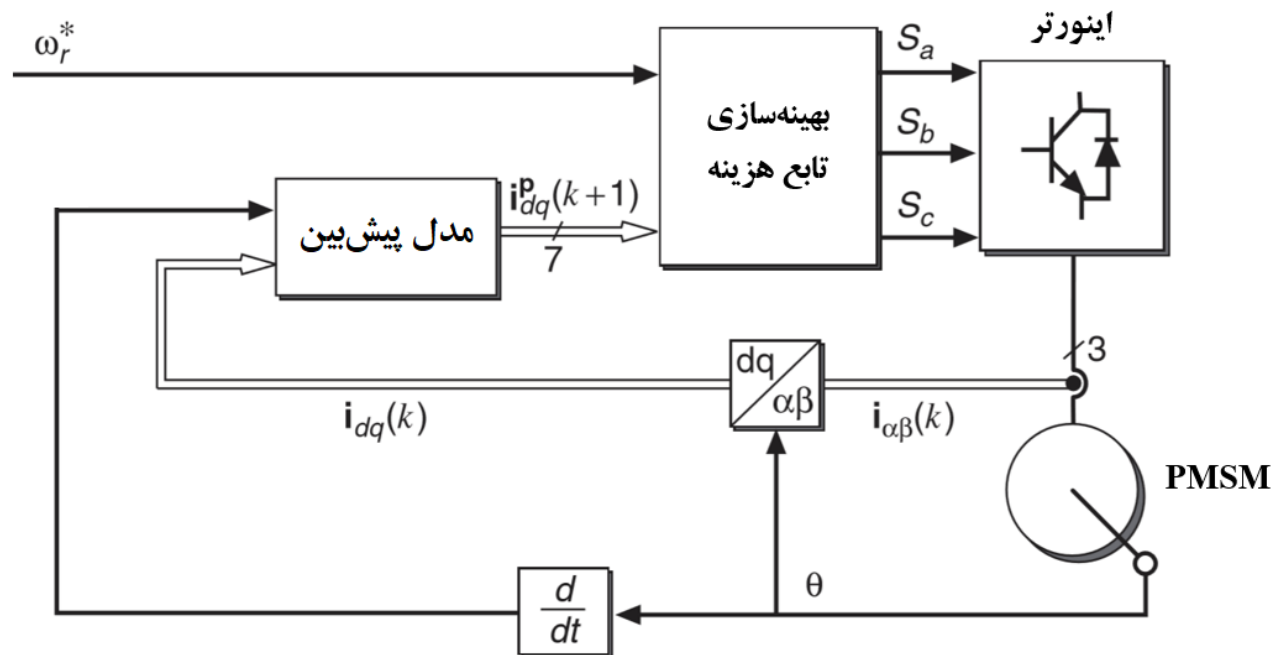
- ✓ برای بدست آوردن مدل زمان گسسته، از روش اویلر اصلاح شده زیر استفاده می شود:

$$\hat{x}(k+1) = x(k) + T_s h(x(k), u(k)) \quad (93)$$

$$x(k+1) = x(k) + \frac{T_s}{2} (h(x(k), u(k)) + h(\hat{x}(k+1), u(k))) \quad (94) \quad \text{که } T_s \text{ زمان نمونه برداری است.}$$

- ✓ شکل زیر بلوک دیاگرام سیستم کنترل پیش بین سرعت موتور PMSM را نمایش می دهد.
- ✓ نکته مهمی که باید در نظر گرفت این است که در کنترل پیش بین سرعت، دیگر از روش کنترل برداری به آن شکل کلاسیک و متداول استفاده نمی شود.

$$g = \lambda_{\omega} (\omega_r^* - \omega_r^p(k+1))^2 + \lambda_i (i_{sd}^p(k+1))^2 + \lambda_{if} (i_{sq}^p(k+1))^2 + \hat{f} \left((i_{sd}^p(k+1)), (i_{sq}^p(k+1)) \right) \quad (95)$$

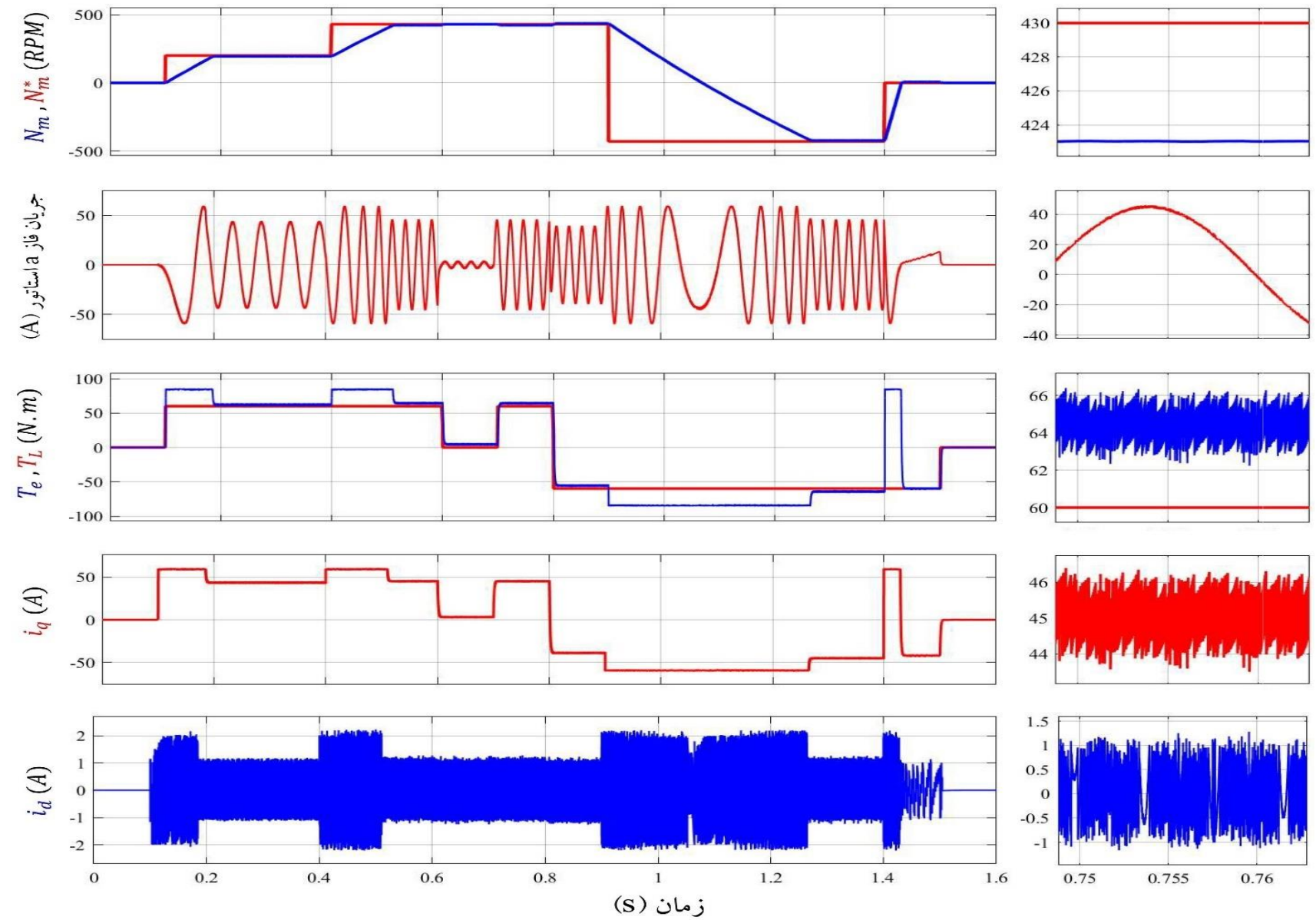


بلوک دیاگرام سیستم کنترل پیش بین سرعت موتور PMSM



□ کنترل پیش بین سرعت موتور PMSM

➤ نتایج شبیه سازی روش کنترل پیش بین سرعت



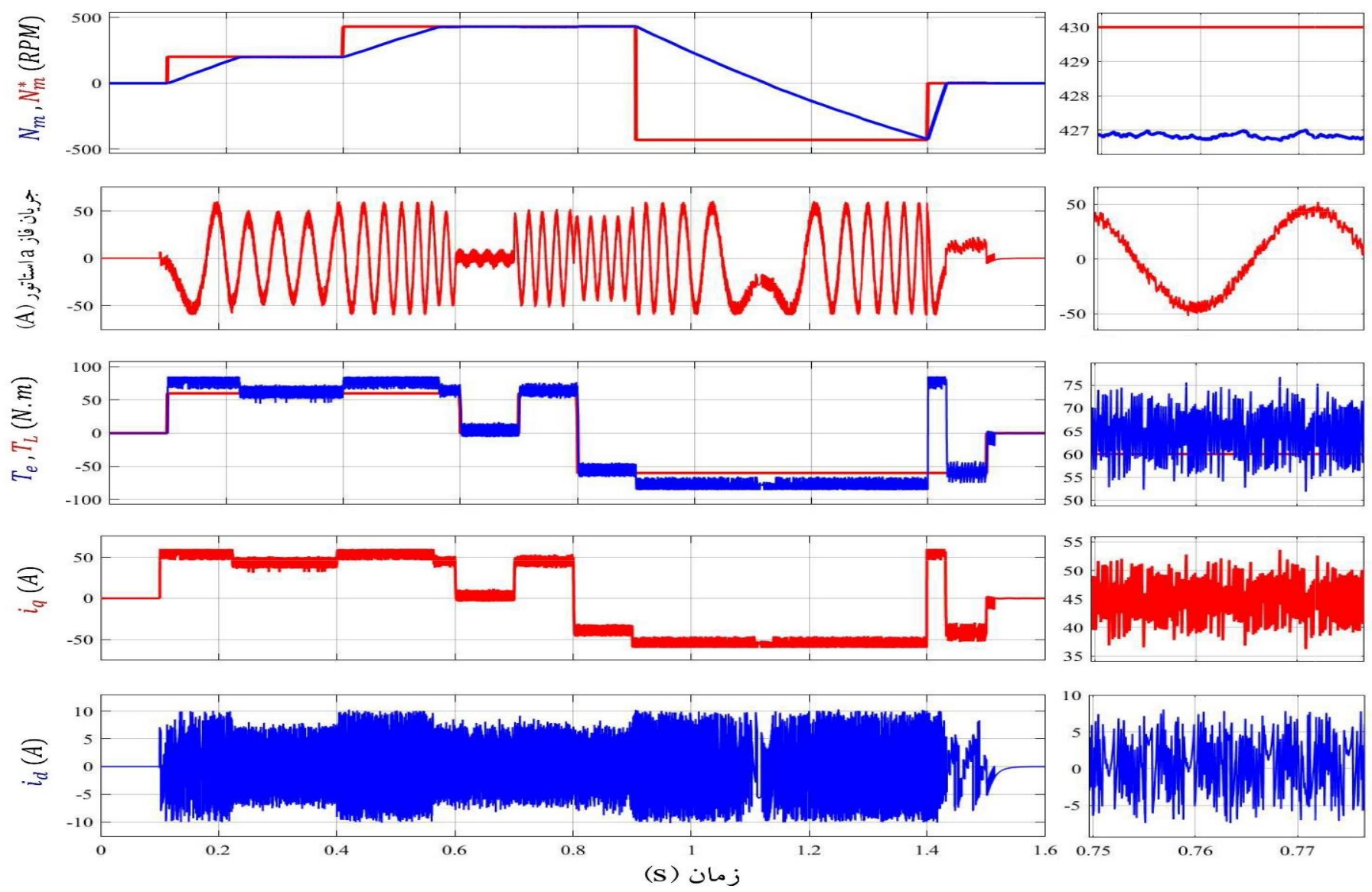
کنترل پیش بین سرعت موتور PMSM با فرکانس نمونه برداری 100 kHz





□ کنترل پیش بین سرعت موتور PMSM

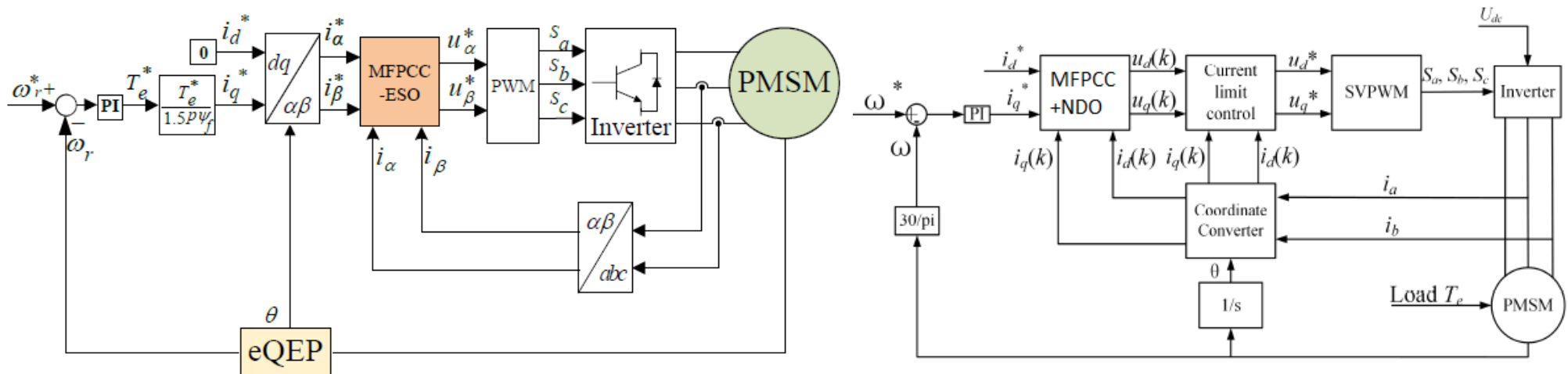
➤ نتایج شبیه سازی روش کنترل پیش بین سرعت



کنترل پیش بین سرعت موتور PMSM با فرکانس نمونه برداری 16 kHz



- ✓ دقت روش MPC به پارامترهای مدار معادل و همچنین زمان نمونه برداری حساسیت زیادی دارد و روشهای مختلفی برای حل آن پیشنهاد شده است.
- ✓ از جمله این روشها، بکارگیری روش MPC مستقل از مدل است که به MFPCCC (یا Model-Free MPC) نامگذاری شده است.
- ✓ در روشهای مستقل از مدل برای اندازه گیری متغیرهای حالت، بجای استفاده از معادلات فضای حالت موتور که در آنها پارامترهای موتور حضور دارند، از رویتگرهای غیرخطی استفاده می کنند که نسبت به تغییرات پارامترها، مقاوم هستند.

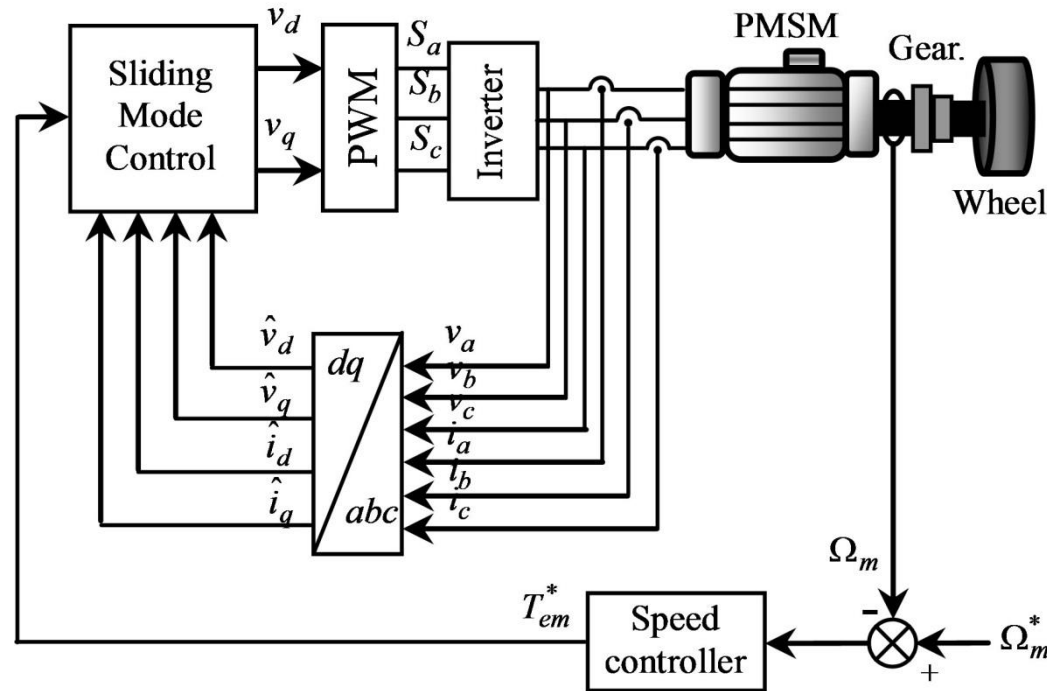


(الف) کنترل پیش بین مستقل از مدل موتور PMSM به کمک رویتگر حالت توسعه یافته ESO (۲۰۱۹)

(ب) کنترل پیش بین مستقل از مدل موتور PMSM به کمک رویتگر اغتشاش غیرخطی NDO (۲۰۲۰)

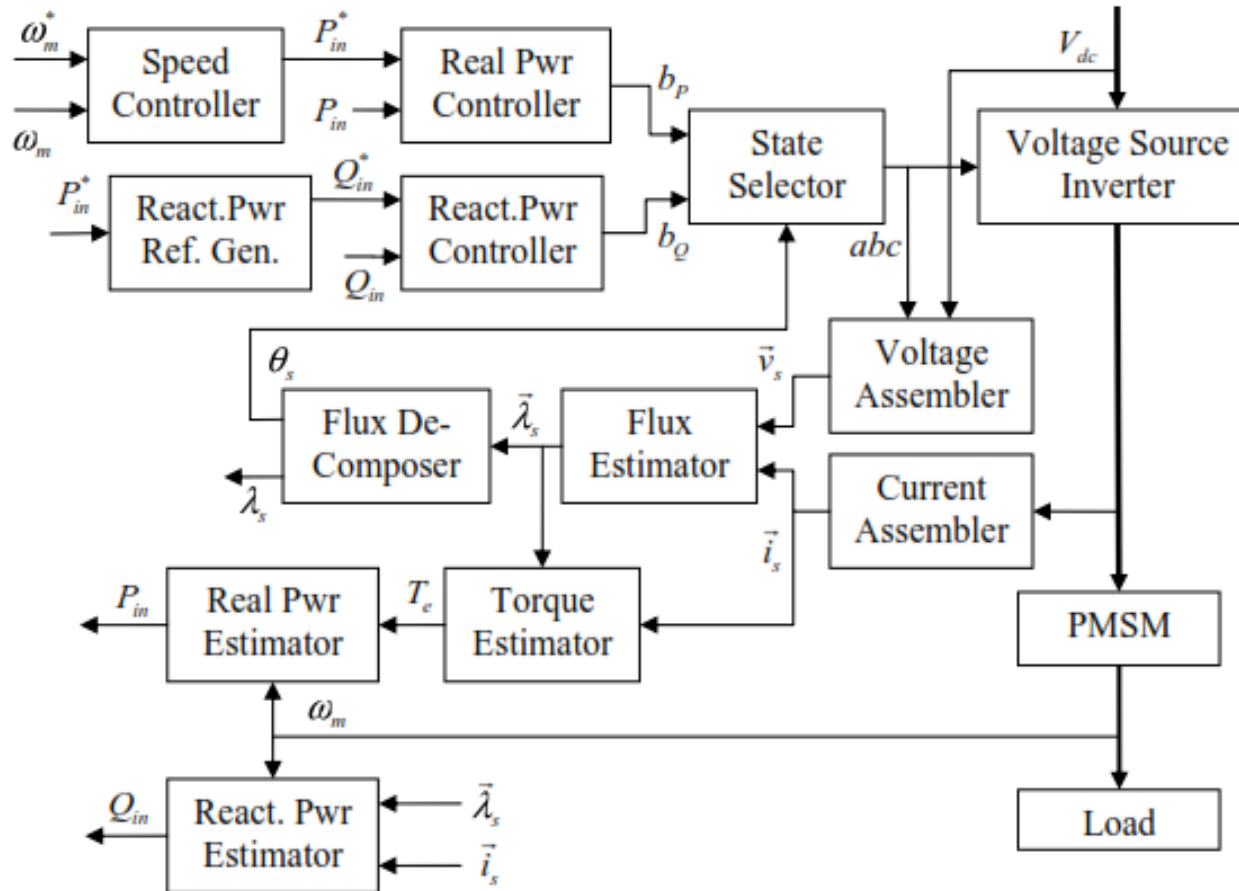
روش کنترل مد لغزشی، یکی از روشهای کنترل مقاوم است که برای موتورهای PMSM نیز ارائه شده است و ویژگی بارز آن مقاوم کردن روشهای موجود نظیر برداری و یا DTC نسبت به تغییر پارامترهای موتور است.

در این روش از تئوری کنترل مد لغزشی که یکی از مباحث درس کنترل غیرخطی در دوره ارشد مهندسی کنترل است، استفاده می شود.



کنترل مد لغزشی موتور PMSM

✓ در این روش بجای کنترل مستقیم گشتاور موتور، توان موتور مستقیماً مشابه روش DTC کنترل می گردد.



کنترل موتور PMSM به روش کنترل مستقیم توان